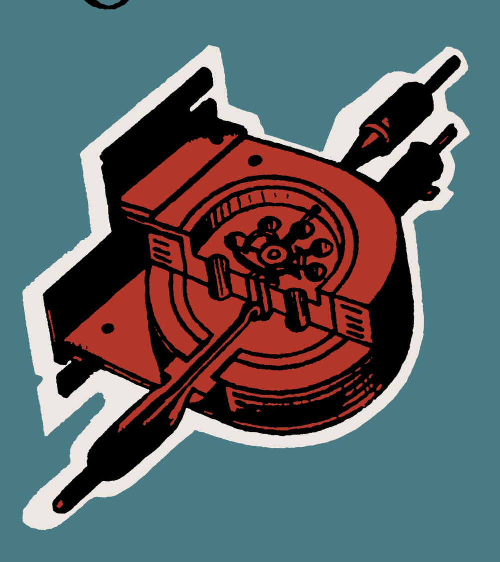
И. П. ЖЕРЕБЦОВ



ВВЕДЕНИЕ В ТЕХНИКУ ДЕЦИМЕТРОВЫХ И САНТИМЕТРОВЫХ ВОЛН



ИЗДАТЕЛЬСТВО
«ЭНЕРГИЯ»

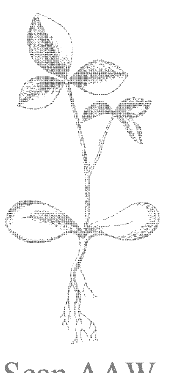
МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

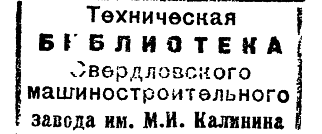
Выпуск 531

И. П. ЖЕРЕБЦОВ

ВВЕДЕНИЕ В ТЕХНИКУ ДЕЦИМЕТРОВЫХ И САНТИМЕТРОВЫХ ВОЛН

Издание второе, переработанное





ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1964 ЛЕНИНГРАД

УДК621. 385
Ж 59

Популярно изложены элементы техники дециметровых и сантиметровых волн (линии, волноводы, колебательные системы, электронные приборы и излучающие устройства), а также особенности их распространения.

Книга рассчитана на читателей, имеющих среднее образование и знакомых с основами радиотехники. Она может служить введением к последующему изучению приемной, передающей и измерительной аппаратуры дециметрового и сантиметрового диапазонов волн.

Жеребцов Иван Петрович

Введение в технику дециметровых и сантиметровых волн.

Изд. 2-е, переработ. М —Л , издательство «Энергия», 1964.
144 с с илл (Массовая радиобиблиотека Вып. 531)
Темплан 1963 г. № 356

* * *

Редактор *А. И. Кузьминов* Техн. редактор *Г. Е. Ларионов*
Обложка художника *А. М. Кувшинникова*

Сдано в набор 10/XII 1963 г. Подписано к печати 28/IV 1964 г.
Т-04298 Бумага 84×108 1/32 7,38 п. л Уч.-изд. л. 10,5
Тираж 42000 экз. Цена 42 коп. Заказ 752

Ленинградская типография № 1 «Печатный Двор» имени А. М. Горького Главполиграфпрома Государственного комитета Совета Министров СССР по печати, Гатчинская, 26.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Многие радиолюбители вступили уже в новый этап своей деятельности — освоение техники сверхвысоких частот (СВЧ). Работа на СВЧ открывает широкие горизонты для проведения интереснейших экспериментов и позволит радиолюбителям лучше ознакомиться с радиолокацией, радионавигацией, радиорелейной и многоканальной связью, радиометеорологией, радиоастрономией и другими новейшими областями современной радиотехники.

В технике СВЧ имеется ряд интереснейших проблем, в решении которых радиолюбители могут дать много ценных результатов. Усовершенствование приемников и передатчиков, эксперименты с частотной и импульсной модуляцией, конструирование малогабаритных переносных приемников и передатчиков, применение различных ламп, опыты с разными системами направленных антенн, исследование распространения дециметровых и сантиметровых волн в различных условиях, постройка измерительных приборов для СВЧ, разработка новых колебательных систем — таков далеко не полный перечень практических работ, которыми уже занимаются радиолюбители.

Настоящая книга ставит своей целью удовлетворить интерес радиолюбителей к изучению техники дециметровых и сантиметровых волн. Излагая элементы этой техники, автор стремился написать популярную книгу, доступную читателю, имеющему среднее образование и знакомому с основами радиотехники. Главное внимание в книге уделено объяснению физических явлений, наблюдавшихся на СВЧ, а математические представления сокращены до минимума.

В последние годы техника СВЧ развилась в такую широкую область радиоэлектроники, что в небольшой книжке можно было изложить только самые основные вопросы, необходимые для дальнейшего изучения этой области техники.

Во втором издании материал книги значительно переработан и дополнен. Автор будет признателен за все критические замечания и пожелания по данной книге. Их следует направлять в адрес издательства: Москва, Ж-114, Шлюзовая наб., 10, издательство «Энергия», редакции Массовой радиобиблиотеки.

СОДЕРЖАНИЕ

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ

В течение длительного периода времени развитие радиотехники происходило главным образом по пути использования длинных, средних и коротких волн, т. е. волн длиннее 10 *м*. Диапазоны этих волн были быстро «заселены» радиостанциями для вещания, связи, навигации, службы погоды, службы точного времени и других целей. Одновременно проводилось изучение ультракоротких волн (УКВ), имеющих длину короче 10 *м*. Во время Великой Отечественной войны и после нее благодаря развитию радиолокации, телевидения и импульсной радиосвязи техника ультракоротких волн стала усиленно развиваться и достигла больших успехов.

Волны длиной от 1 до 10 *м* принято называть *метровыми*, от 10 *см* до 1 *м* — *дециметровыми*, от 1 до 10 *см* — *сантиметровыми*, от 1 до 10 *мм* — *миллиметровыми* и короче 1 *мм* — *субмиллиметровыми*. Частоты, соответствующие всем этих волнам, называют *сверхвысокими частотами* (или сокращенно СВЧ).

Самая длинная волна дециметрового диапазона (длиной 1 *м*) соответствует частоте 300 *Мгц*. При такой частоте электроны в проводе делают в 1 *сек* 300 млн. колебаний!... Для более коротких волн частота возрастает до еще бо́льших величин. Например, при длине волны 10 *см* частота в 10 раз выше, т. е. составляет 3 000 *Мгц*. Для измерения таких высоких частот удобно применять единицу частоты *гигагерц* (*Ггц*), равную 10^9 *гц*. В данной книге будут рассмотрены элементы техники только дециметровых и сантиметровых волн.

Волны, соответствующие СВЧ, имеют ряд особенностей по сравнению с более длинными волнами, причем одни и те же их особенности в некоторых случаях выступают как преимущества, а в других случаях — как недостатки.

СВЧ применяются в многоканальной импульсной радиосвязи, при которой передается на одной несущей частоте несколько десятков или сотен (и более) телефонных разговоров (много каналов). Используемая для этой цели импульсная модуляция требует передачи колебаний в очень широкой полосе частот, что можно осуществить только в диапазоне СВЧ. Для телевизионного вещания, передача которого тоже требует широкой полосы частот, диапазон СВЧ единственно пригодный.

Очень широкий диапазон СВЧ позволяет разместить в нем большое количество радиопередающих станций без взаимных помех. Этому способствует также то, что волны СВЧ, как правило, не распространяются вдоль земной поверхности на значительные расстояния и, следовательно, помехи от дальних радиостанций обычно не наблюдаются.

Законы распространения радиоволн СВЧ были исследованы и установлены главным образом благодаря работам академиков Б. А. Введенского, М. А. Леонтовича, В А. Фока и многих других советских ученых.

Распространение волн СВЧ имеет ряд интересных особенностей. Эти волны обладают сравнительно малой способностью к дифракции, т. е. к огибанию препятствий, и весьма слабо преломляются в ионосфере. Как правило, они не распространяются на дальние расстояния путем огибания кривизны земной поверхности подобно длинным и средним волнам или путем преломления и отражения в ионосфере подобно коротким волнам. Дециметровые и сантиметровые волны, излучаемые от антенны под углом к горизонту, обычно проходят сквозь ионосферу и не возвращаются обратно на Землю, распространяясь дальше в межпланетном пространстве. Лишь в некоторых особых случаях наблюдаются искривление пути и возврат волн на Землю вследствие преломления их в нижних слоях атмосферы или по другим причинам.

Волны СВЧ поглощаются зданиями, деревьями, холмами, самой землей, а также частицами воды и льда, находящимися в воздухе (дождь, туман, снег, облака). Практически дециметровые и сантиметровые волны распространяются главным образом в пределах прямой видимости, напоминая тем самым световые лучи. Надежная радиосвязь на этих волнах вдоль поверхности земли обычно возможна на расстояниях не более десятков километров; при этом даже для таких расстояний приходится поднимать на значительную высоту приемную и передающую антенны, если на пути волн имеется много мешающих предметов.

Важное преимущество СВЧ состоит в том, что при приеме на этих частотах гораздо слабее чувствуются атмосферные помехи.

Дециметровые и сантиметровые волны хорошо отражаются от различных препятствий. Чем меньше длина волны по сравнению с размерами отражающего предмета, тем лучше происходит отражение. Явление отражения сильно влияет на распространение волн СВЧ, особенно в гористых и холмистых местностях, а также среди городских зданий, и это следует отнести к недостаткам СВЧ в случае применения этих волн для радиосвязи и вещания.

Вместе с тем отражение волн СВЧ от специальных рефлекторов или зеркал широко используется для создания направленного излучения волн в виде узкого пучка подобно лучу прожектора. Это дает значительное увеличение дальности действия, позволяет применять передатчики меньшей мощности и снижает взаимные помехи радиостанций.

Применение направленного излучения и последующего отражения волн СВЧ представляет собой один из основных принципов радиолокации. Если на пути луча, созданного остронаправленной антенной, встречается какое-либо препятствие (цель), например самолет в воздухе, то от него радиоволны отражаются во все стороны. Часть отраженных волн возвращается к радиолокационной станции. С помощью специальных устройств, входящих в состав радиолокационной станции, можно определить направление на цель, а также расстояние до нее, т. е. можно узнать местоположение цели.

Большое значение имеет применение СВЧ для радиорелейных линий связи. Они представляют собой цепочку приемо-передающих

радиостанций, расположенных на расстоянии в несколько десятков километров друг от друга между теми двумя пунктами, которые должны быть связаны. Сигналы от радиопередатчика одного из этих пунктов передаются на ближайшую радиорелейную станцию. От приемника этой станции сигналы поступают на передатчик, который передает их на вторую станцию и т. д. Эти станции могут работать автоматически без обслуживающего персонала. На таких линиях обычно применяется импульсная модуляция, дающая возможность проводить одновременно десятки телефонных разговоров. Радиорелейные станции имеют антенны направленного излучения. Поэтому они не мешают другим линиям радиосвязи, и мощность их передатчиков может быть небольшой.

Метровые, дециметровые и сантиметровые волны применяются в астрономии. По принципу радиолокации удалось принимать сигналы, отраженные от Луны, Венеры и Меркурия. Аналогичным путем удается обнаруживать и определять местоположение и движение метеоров, не видимых в телескопы. Такие наблюдения возможны в дневное время или при большой облачности, когда обычные телескопы вообще непригодны. Солнце, звезды и другие небесные тела излучают волны в метровом, дециметровом и сантиметровом диапазонах. Наблюдения над этими волнами позволяют лучше изучать процессы, происходящие на небесных телах.

Очень важная область применения волн СВЧ — радиосвязь с искусственными спутниками Земли, космическими кораблями и автоматическими межпланетными станциями.

В метеорологии для наблюдений за погодой используется явление отражения и поглощения волн СВЧ облаками, туманом, дождем и снегом.

Использование дециметровых и сантиметровых волн потребовало коренных изменений в схемах и конструкциях элементов приемников и передатчиков. Для этих волн применяются новые типы электронных ламп, так как обычные усилительные и генераторные лампы оказались малопригодными для СВЧ. На этих частотах время полета электронов от катода к сетке или аноду лампы получается одного порядка с периодом колебаний; поэтому обычная электронная лампа перестает быть безынерционным прибором, так как в ней происходит запаздывание электронов.

Для устранения вредного влияния инерции электронов сконструированы принципиально новые электронные приборы — клистроны, специально предназначенные для СВЧ. В этих приборах, служащих для генерации или усиления колебаний СВЧ, время полета электронов может быть порядка одного или нескольких периодов, поэтому такая его длительность уже не вредна. Идея создания клистронов была высказана проф. Д. А. Рожанским, а первые эксперименты с подобными приборами осуществила инж. А. Арсеньева. Наиболее распространенный в аппаратуре СВЧ отражательный клистрон изобретен инж. В. Ф. Коваленко.

Широкое применение в передатчиках сантиметрового диапазона имеют также магнетроны, в которых для создания нужных путей движения электронов внутри лампы применяется внешнее магнитное поле, создаваемое постоянным магнитом или электромагнитом. Современные конструкции магнетронов созданы благодаря идеям М. А. Бонч-Бруевича, а также работам советских ученых Н. Ф. Алексеева, Д. Е. Малярова и других.

На дециметровых волнах применяются лампы типа обычных триодов, но со специальной конструкцией электродов. Расстояние между электродами делается весьма малым, чтобы время полета электронов было небольшим. Выводы от электродов конструируются так, чтобы емкость и индуктивность их были наименьшими. Подобные лампы впервые были построены группой инженеров под руководством Н. Д. Девяткова.

Детектирование колебаний в измерительных приборах и радиоприемниках осуществляется специальными диодами с очень малым расстоянием между электродами, а также полупроводниковыми диодами, которые оказались особенно удобными. Изменили свой вид и колебательные контуры. На дециметровых волнах при $\lambda = 40 - 100$ *см* еще возможно применение контуров, состоящих из одного витка или полувитка и небольшого конденсатора. Но на более коротких волнах приходится применять так называемые объемные контуры или объемные резонаторы. Они обладают во много раз более высокими качествами, чем обычные контуры с катушками и конденсаторами. Настраивают их в пределах некоторого диапазона путем изменения объема с помощью тех или иных приспособлений. Теория объемных резонаторов разработана главным образом трудами советских ученых М. С. Неймана, Г. В. Кисунько и других.

Для передачи волн СВЧ широко применяют различные типы линий, связывающих передатчик с антенной или приемник с антенной, или, наконец, отдельные элементы какой либо схемы. Линии бывают симметричные, в виде двух одинаковых параллельных проводов, а также коаксиальные или концентрические, состоящие из двух труб, вставленных одна в другую и разделенных высококачественной изоляцией. Небольшие отрезки таких линий длиной порядка четверти волны или полуволны применяются также в качестве колебательных контуров приемников, передатчиков и измерительных приборов на дециметровых волнах. На сантиметровых волнах для передачи волн вместо двухпроводных линий с успехом применяют полые трубы, называемые волноводами. При распространении волны внутри такой трубы потери энергии получаются значительно меньшими, чем в двухпроводных линиях. Важные работы по теории волноводов принадлежат Б. А. Введенскому, А. Г. Аренбергу, Н. Н. Малову и другим нашим ученым. Весьма интересна дальняя связь на СВЧ с применением вместо кабеля волноводов круглого сечения. При такой связи возможно одновременно передавать десятки телевизионных программ и проводить тысячи телефонных переговоров.

Особенно важное значение имеет вопрос о потерях энергии на СВЧ, так как с повышением частоты потери возрастают. Для уменьшения потерь во всей аппаратуре СВЧ применяют специальные изоляционные материалы с малыми потерями, а также уменьшают активное сопротивление проводников путем увеличения их поверхности.

Много нового сделано в антенных устройствах для СВЧ. В развитии теории и техники этих антенн важные работы выполнили советские ученые А. А. Пистолькорс, М. С. Нейман, Я. Н. Фельд и другие. Для получения острой направленности излучения и приема применяются сложные антенны, скомбинированные из большого числа вибраторов, а также вогнутые зеркала из металлической сетки или листового металла. Кроме того, разработаны совершенно новые антенны:

рупорные, диэлектрические, щелевые и другие. Рупорные антенны имеют вид металлического рупора круглого или прямоугольного сечения, служащего продолжением волновода. Диэлектрические антенны сделаны в виде стержней из высококачественного изолятора, причем электромагнитные волны подводятся к таким стержням с помощью волновода или линии. Щелевые антенны представляют собою щель той или иной формы, сделанную в стенке объемного резонатора. К этому резонатору подводятся по волноводу или по коаксиальной линии электромагнитные волны, которые излучаются через щель в пространство.

До последнего времени развитие техники СВЧ было направлено на решение задач передачи сигналов. Однако в настоящее время ведутся интересные работы в новой области применения электроники СВЧ — передаче энергии на большие расстояния по волноводам. Эти работы находятся еще в начальной стадии, но можно не сомневаться в том, что в ближайшие годы уже станет возможным передавать по волноводам электромагнитные волны огромной мощности. Преимущества такого способа передачи энергии весьма значительны. Для волноводной линии не требуются опорные мачты и изоляторы, рассчитанные на высокие напряжения. Волновод в виде трубы, проложенной в земле, не подвержен грозовым разрядам и совершенно безопасен для людей, так как электрическое поле имеется только внутри него. Расчеты показывают, что через волновод с площадью поперечного сечения в 1 $м^2$ можно передавать электромагнитные волны мощностью до миллиона киловатт, и при длине волны 3 *см* потери получаются порядка 10% на 1 000 *км* длины линии.

Генерирование колебаний СВЧ большой мощности, по-видимому, будет происходить с помощью новых электронных приборов планатронов, разработанных под руководством акад. П. Л. Капицы и представляющих собой видоизмененные магнетроны. Исследование планатронов показало, что они (а также и магнетроны) могут быть использованы не только для генерирования, но и для обратного преобразования энергии колебаний СВЧ в энергию постоянного тока, что необходимо осуществлять на приемном конце волноводной линии передачи. Эффективное применение планатронов для передачи энергии станет возможным после того, как удастся повысить к. п. д. этих приборов.

За последние годы техника СВЧ шагнула далеко вперед и развивается исключительно быстро. Большой интерес к этой новой области проявляют многие радиолюбители. На выделенном для радиолюбителей диапазоне частот 420—435 *Мгц*, соответствующем волнам длиной около 70 *см*, любители успешно экспериментируют с приемной, передающей и измерительной аппаратурой, испытывают работу различных антенн, проводят двусторонние связи на расстояния до сотен километров.

Освоение техники СВЧ — очередная важнейшая задача наших радиолюбителей-конструкторов. Изучив многообразные свойства электромагнитных колебаний СВЧ и их применение для различных целей в науке, технике, промышленности, сельском хозяйстве, советские радиолюбители, несомненно, смогут активно способствовать внедрению техники СВЧ во все области народного хозяйства нашей Родины.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН СВЧ

Важнейшая задача техники СВЧ заключается в передаче электромагнитных волн с помощью линий. Различные типы линий широко применяются для соединения антенных устройств с передатчиками и приемниками, для связи между собой отдельных элементов той или иной схемы, а также в качестве колебательных систем.

Для того чтобы рассмотреть работу линий, необходимо вспомнить важнейшие свойства электромагнитного поля.

2-1. ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ПОЛЕ

Если по проводу проходит переменный ток, то вокруг провода возникают переменные электрическое и магнитное поля, образующие вместе *электромагнитное поле.*

Электромагнитное поле, движущееся в пространстве, иначе называется электромагнитной волной. Раздельно друг от друга переменные электрическое и магнитное поля существовать не могут. *Всякое изменение электрического поля вызывает появление переменного магнитного поля, и, наоборот, всякое изменение магнитного поля вызывает появление переменного электрического поля.* Нельзя называть электромагнитным полем *постоянные* электрическое и магнитное поля, существующие одновременно в каком-либо месте пространства. В этом случае оба поля самостоятельны и не имеют взаимодействия между собой. А электромагнитное поле представляет собой сочетание равноправных переменных электрического и магнитного полей, взаимодействующих друг с другом, как бы поддерживающих друг друга.

Взаимная связь между переменными электрическим и магнитным полями объясняет причину движения электромагнитного поля в пространстве. Изменения электрического поля создают в окружающем пространстве магнитное поле, которое не остается постоянным, а меняется, так как меняется создавшее его электрическое поле. Но изменяющееся магнитное поле в свою очередь создает вокруг себя электрическое поле, которое тоже изменяется и создает опять магнитное поле и т. д. Таким образом, электромагнитное поле представляет собой колебательный процесс, захватывающий все новые части пространства.

При своем распространении электромагнитное поле может потерять связь с проводом, вокруг которого оно первоначально создалось. Если выключить ток в проводе, то электромагнитная волна будет продолжать свое движение в пространстве. Принято говорить, что *провод с переменным током излучает электромагнитные волны в пространство. Электромагнитные волны несут с собой энергию, полученную от тока в проводе.* Чем больше мощность переменного тока в проводе, тем больше энергия излучаемых волн. Очень важно, что эта энергия пропорциональна квадрату частоты. Эффективное излучение электромагнитных волн возможно только в том случае, когда длина провода соизмерима с длиной волны.

Электромагнитные волны свободно распространяются в безвоздушном пространстве. Однако было бы неправильно считать что электромагнитные волны есть движение энергии в пустоте, так как

в природе нет пустоты и нет энергии без материи. В результате последних достижений науки можно утверждать, что *электромагнитные волны представляют собой движущуюся материю.*

Основные свойства электромагнитного поля и составляющих его полей можно сформулировать следующим образом:

1. Электромагнитное поле всегда движется в данной среде со скоростью, равной

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon\mu}},$$

где ε и μ — соответственно диэлектрическая и магнитная проницаемости среды, а c — скорость распространения электромагнитного поля в вакууме, составляющая $3 \cdot 10^8$ *м/сек.* Для воздуха можно считать $\varepsilon = \mu = 1$ и тогда $v = c$.

2. Электрические и магнитные силовые линии взаимно перпендикулярны.

3. Магнитные силовые линии замкнуты и охватывают проводник с током или переменное электрическое поле.

4. Электрические силовые линии либо идут от одного электрического заряда к другому, либо представляют собой замкнутые линии, охватывающие переменное магнитное поле.

5. Магнитные силовые линии у поверхности проводника с током параллельны этой поверхности.

6. Электрические силовые линии не могут идти около поверхности идеального проводника вдоль нее, а всегда перпендикулярны к этой поверхности.

Последнее свойство требует пояснения. Если имеется идеальный проводник, не обладающий сопротивлением, то при прохождении тока в нем не образуется падения напряжения. Все его точки имеют один и тот же потенциал. Значит, вдоль его поверхности электрические силовые линии идти не могут, так как они всегда проходят через точки с разными потенциалами.

Два последних свойства определяют структуру электромагнитного поля около поверхности проводника, т. е. на границе между проводником и внешним пространством. Поэтому их называют *граничными условиями.* Электромагнитное поле всегда имеет такую структуру, при которой выполняются эти граничные условия.

Электромагнитные волны, распространяющиеся в однородной среде или вдоль двухпроводной линии, являются *поперечными.* У них электрические и магнитные силовые линии лежат в плоскости, перпендикулярной к направлению распространения волны, т. е. в поперечной плоскости.

Иначе говоря, у такой волны направления сил магнитного и электрического полей находятся в плоскости, перпендикулярной к направлению движения волны.

Напомним, что сила поля характеризуется величиной *напряженности поля,* представляющей собой вектор. Как известно, векторами называют величины, имеющие не только числовое значение, но и определенное направление. На чертежах векторы принято изображать стрелками, причем длина стрелки может показывать числовое значение вектора в каком-либо масштабе, а направление стрелки должно соответствовать направлению действия данного вектора. Вектор напряженности поля в данной точке всегда направлен по касательной к силовой

линии, проходящей через эту точку. На рис. 2-1 изображены для поперечной волны векторы напряженности электрического поля E, напряженности магнитного поля H и скорости распространения волны v. Взаимное расположение этих векторов для поперечной волны подчиняется следующему правилу: если вращать винт по кратчайшему расстоянию от E к H, то его поступательное движение покажет направление вектора v (рис. 2-1).

Рис. 2-1. Взаимное расположение векторов E, H и v в поперечной электромагнитной волне.

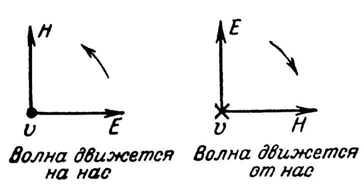


Рис. 2-2. Другой способ изображения векторов E, H и v.

В дальнейшем будем изображать стрелками только два вектора, например E и H, а третий вектор, перпендикулярный плоскости чертежа, будем показывать в виде крестика, если он направлен от нас, или в виде точки, если он направлен на нас (рис. 2-2).

Следует помнить, что в электромагнитной волне векторы E и H в каждой точке пространства непрерывно изменяют свою величину (например, по синусоидальному закону). Векторы E и H изменяются также и вдоль направления распространения волны.

От величин E и H зависит мощность электромагнитной волны. Если выражать E в вольтах на метр и H в амперах на метр, то их произведение даст мощность в ваттах потока энергии, переносимой электромагнитной волной через 1 $м^2$ поперечного сечения волны. Произведение векторов E и H называют вектором Пойнтинга и измеряют в ваттах на квадратный метр. По направлению этот вектор совпадает с вектором v *.

2-2. БЕГУЩИЕ ВОЛНЫ В ЛИНИЯХ

Проволочная линия представляет собой электрическую цепь с распределенными параметрами. В отличие от электрических цепей с сосредоточенными параметрами, в которых индуктивность сосредоточена в катушках, а емкость — в конденсаторах, каждый участок провода у линий обладает емкостью, индуктивностью и активным сопротивлением. Эти параметры в линии распределены вдоль всего провода.

Цепи с сосредоточенными параметрами обычно имеют малые размеры по сравнению с длиной волны. Напряжение и ток в них распространяются по всей цепи за промежутки времени, во много раз меньшие, чем период колебаний. Поэтому процессы в таких цепях рассматриваются только во времени. А применяемые в радиотехнике линии имеют длину такого же порядка, как длина волны, или даже больше, и время распространения тока и напряжения в них получается такого

* Впервые вопрос о мощности потока энергии разработал русский ученый Н. А. Умов в 1874 г.

же порядка, что и период колебаний. Вследствие этого в линиях приходится изучать процессы не только во времени, но и в пространстве.

Линии, служащие для передачи электромагнитных колебаний высокой частоты, принято называть *длинными линиями* в отличие от коротких линий, длина которых много меньше длины волны. С этой точки зрения линия электропередачи длиной 100 *км*, работающая на частоте 50 *гц*, считается короткой, так как при столь низкой частоте длина волны составляет 6 000 *км*. Зато линия, имеющая длину 10 *см*, при частоте 1 000 *Мгц* считается длинной, потому что длина волны в этом случае равна 30 *см*. Вообще в радиотехнике целесообразно измерять длину линий не обычными линейными мерами, а длиной волны. Тогда, например, сразу ясно, что линии, имеющие длины $\frac{\lambda}{4}$, $\frac{\lambda}{2}$, 2λ, 5λ и т. д., т. е. сравнимые с длиной волны, представляют собой длинные линии.

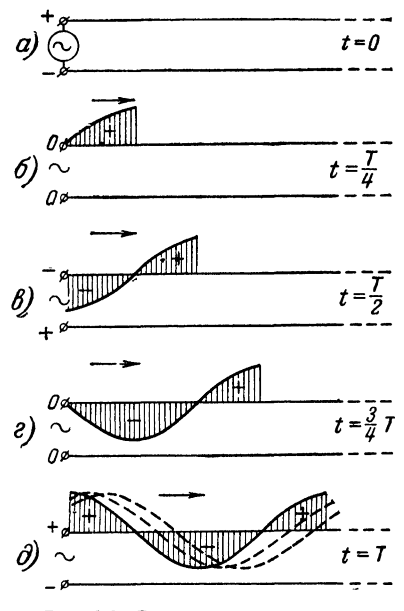


Рис. 2-3. Бегущая волна в линии.

Следует также уточнить понятие о поперечных размерах линии. Принято считать линией только такую систему из двух параллельных проводов, которая имеет поперечные размеры, т. е. расстояние между проводами и толщину проводов много меньше длины волны.

Когда к линии подключен генератор переменной э. д. с. (рис. 2-3), то вдоль линии движется бегущая волна. Она представляет собой распространение электромагнитного поля в одном направлении, в данном случае от генератора к концу линии.

Скорость распространения бегущей волны вдоль линии определяется по формуле

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}},$$

где L_1 и C_1 — погонные индуктивность и емкость линии, т. е. индуктивность и емкость, выраженные в генри и фарадах, на единицу длины.

Величины L_1 и C_1 зависят от конструкции линии. Чем больше поверхность проводов линии и чем меньше расстояние между ними, тем больше погонная емкость C_1 и тем меньше погонная индуктивность L_1. Обычно L_1 имеет порядок единиц микрогенри на метр, а C_1 составляет несколько пикофарад на метр.

Для воздушной линии, между проводами которой изолятором служит воздух, произведение $L_1 C_1$ всегда имеет постоянное значение

$\frac{1}{c^2}$, где $c = 3 \cdot 10^8$ *м/сек*, и поэтому $v = c$. В такой линии при изменении емкости C_1, например, путем изменения диаметра проводов или расстояния между ними индуктивность L_1 всегда изменяется в обратную сторону, так что произведение L_1C_1 остается постоянным, а следовательно, и скорость распространения в любом случае равна $3 \cdot 10^8$ *м/сек*.

При наличии твердой изоляции между проводами или изоляторов, поддерживающих провода, скорость v уменьшается. Действительно, если между проводами имеется твердый диэлектрик, то погонная емкость возрастет, но индуктивность не изменится. Поэтому произведение L_1C_1 увеличится и скорость распространения v уменьшится.

При распространении бегущей волны вдоль линии в проводах возникает колебание электронов, которое передается дальше, захватывая новые, более удаленные участки линии. Вдоль линии распространяются переменный ток и переменное напряжение. В каждой точке провода ток и напряжение (относительно другого провода или относительно земли) изменяются во времени. Но вместе с тем колебательный процесс передается вдоль линии от одних ее точек к другим.

Бегущую волну, представляющую собой распространение механических колебаний, можно наглядно получить на опыте с длинной веревкой. Если один ее конец привязать, а другой встряхнуть, то по веревке «пробежит» волна.

Распространение бегущей волны можно изобразить графически. Рассмотрим такой график для одного провода. В другом проводе происходит такой же процесс с обратной фазой. Примем провод за нулевую ось и будем в некотором масштабе откладывать под прямым углом к проводу величину напряжения. Тогда бегущая волна для разных моментов времени может быть изображена так, как показано на рис. 2-3.

Пусть в момент включения напряжение генератора имеет амплитудное значение. Так как в этот момент волна еще не успела распространиться вдоль провода, то никакого напряжения и тока в линии еще нет (рис. 2-3, *а*). Через четверть периода волна распространится на расстояние, равное четверти длины волны, и амплитуда напряжения будет на таком же расстоянии от генератора. Но в самом начале линии в этот момент напряжение уже равно нулю (рис. 2-3, *б*), так как к этому времени до нуля уменьшилось напряжение генератора. Еще через четверть периода напряжение генератора, т. е. в начале линии, опять станет наибольшим, но с обратным знаком, а волна пройдет вдоль линии расстояние, равное $^1/_2\lambda$ (рис. 2-3, *в*). На рис. 2-3, *г* и *д* показано распределение напряжения в линии в моменты времени $t = \frac{3}{4}T$ и $t = T$ после начала процесса. Кроме того, на рис. 2-3, *д* штрихом изображено распределение напряжения для нескольких следующих моментов.

Надо помнить, что при таком графическом изображении волны вдоль горизонтальной оси отложено не время, а расстояние. Каждая синусоида, показанная на рис. 2-3, изображает распределение напряжения вдоль линии для некоторого момента времени. Для следующего момента кривая будет смещена вдоль оси, так как волна распространяется от генератора. Можно показать графически изменение напряжения во времени для какой-либо точки линии. Оно также изобра-

жается синусоидой, но вдоль горизонтальной оси должно быть отложено время. Это будет график колебания в данной точке линии, а не график бегущей волны.

При бегущей волне изменения тока и напряжения совпадают по фазе. Если в какой-либо точке линии в данной момент напряжение наибольшее, то и ток здесь наибольший, а через четверть периода в этой точке и ток и напряжение будут равны нулю. Поэтому кривые на рис. 2-3 вместе с тем изображают в другом масштабе и распределение тока.

Напряжение (разность потенциалов) связано с электрическим полем, а ток с магнитным полем. В том месте линии, где напряжение наибольшее, и электрическое поле наиболее сильное, а магнитное поле сильнее всего там, где ток имеет наибольшее значение. Так как у бегущей волны ток и напряжение совпадают по фазе, то измене-

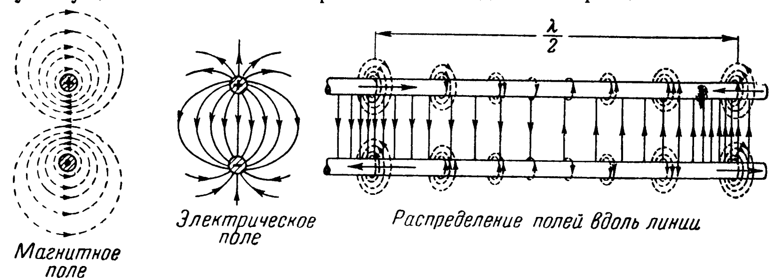


Рис. 2-4. Электрическое и магнитное поля в линии.

ния электрического и магнитного полей также совпадают по фазе. На рис. 2-4 показаны электрическое и магнитное поля для поперечного разреза линии и распределение этих полей вдоль нее. Ясно, что кривые на рис. 2-3 показывают распределение вдоль линии не только напряжения и тока, но также напряженностей электрического и магнитного полей.

Для каждой линии отношение амплитуды напряжения бегущей волны U_m к амплитуде тока бегущей волны I_m или отношение их действующих значений (U, I) является постоянной величиной. Она называется *волновым сопротивлением линии* $Z_в$ и зависит от конструкции линии.

Чем больше емкость линии, тем больше ток, возникающий в ней под действием данного напряжения, подобно тому как возрастает зарядный ток конденсатора при увеличении его емкости. А при увеличении индуктивности линии ток уменьшается вследствие возросшего противодействия э. д. с. самоиндукции. Отсюда следует, что волновое сопротивление уменьшается при увеличении емкости линии и возрастает при увеличении ее индуктивности. Математически это выражает формула

$$Z_в = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}.$$

У линий из двух одинаковых параллельных проводов величина $Z_в$ обычно составляет сотни ом. При увеличении диаметра проводов и уменьшении расстояния между ними C_1 растет, а L_1 уменьшается, и поэтому $Z_в$ также уменьшается.

Так как напряжение и ток в бегущей волне совпадают по фазе, то волновое сопротивление следует считать активным. Мощность бегущей волны также является активной и определяется формулой

$$P = IU = I^2 Z_в = \frac{U^2}{Z_в}.$$

Для получения режима бегущей волны нужно в конце линии включить активное сопротивление R, равное волновому сопротивлению $Z_в$ (рис. 2-5). Тогда вся мощность бегущей волны поглощается в этом сопротивлении и энергия все время безвозвратно уходит от генератора. В этом случае говорят, что линия *согласована* с нагрузочным сопротивлением.

Важную величину представляет собой *входное сопротивление* линии $Z_{вх}$, т. е. сопротивление линии для питающего генератора. Оно равно отношению напряжения и тока в начале линии. В зависимости от значения $Z_{вх}$ генератор работает в том или ином режиме и

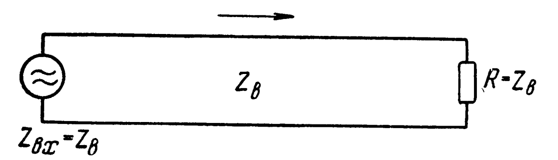


Рис. 2-5. Нагрузка линии для получения режима бегущих волн.

отдает в линию бо́льшую или меньшую мощность. Для режима бегущей волны входное сопротивление является активным и равно волновому сопротивлению линии

$$Z_{вх} = Z_в.$$

В каждой линии имеются потери энергии. Поэтому амплитуды тока и напряжения бегущей волны по мере удаления ее от генератора уменьшаются, т. е. волна при распространении вдоль линии *затухает*. Существует ряд причин, вызывающих потери энергии в линии: нагрев провода током, нагрев изоляторов переменным электрическим полем, излучение части энергии в пространство электромагнитными волнами.

В проводниках, расположенных вблизи линии, например в земле, других линиях, металлических крышах и т. п., под действием электромагнитного поля линии индуктируются токи, которые создают расход энергии. В изоляторах возникают токи утечки, а при высоких напряжениях наблюдается стекание электрических зарядов в воздух, сопровождающееся свечением (явлением «короны»).

У правильно построенных линий в режиме бегущей волны потери энергии настолько незначительны, что ими во многих случаях пренебрегают. Теория работы такой *идеальной линии* гораздо проще, чем теория процессов в линии с потерями. Практически коэффициент полезного действия (к. п. д.) линии, равный отношению мощности в конце линии к мощности в ее начале, при режиме бегущей волны получается достаточно высоким (порядка 80—95%) даже при значительной длине линии.

2-3. СТОЯЧИЕ ВОЛНЫ В РАЗОМКНУТОЙ ЛИНИИ

Режим бегущих волн в линии получается в случае, если она нагружена на активное сопротивление, равное волновому. При любом ином значении сопротивления нагрузки получается более сложный процесс в линии. Рассмотрим случай, когда линия разомкнута на конце (сопротивление нагрузки бесконечно велико). Очевидно, что в конце такой линии ток равен нулю, т. е. нет никакого расхода энергии. Поэтому энергия бегущей волны не может быть поглощена в конце линии, но и не может продолжать удаляться от генератора, так как линия обрывается. Бегущая волна, дойдя до конца разомкнутой линии, отражается и двигается обратно к генератору. Таким образом, в линии распространяются две бегущие волны: одна — падающая — движется от генератора к концу линии, а другая — отраженная — движется в обратном направлении. Если не учитывать потери в самой линии, то можно считать, что энергия отраженной волны равна энергии падающей волны.

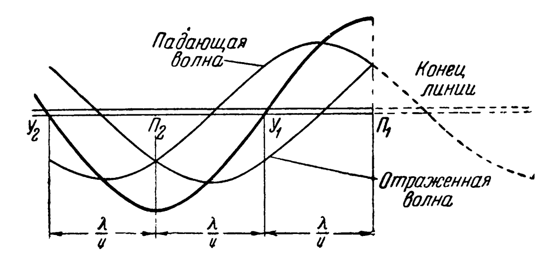


Рис. 2-6. Сложение падающей и отраженной волн.

Физически процесс отражения можно объяснить следующим образом. Когда падающая волна доходит до конца линии, то там начинают накапливаться заряды, а следовательно, возникает дополнительная разность потенциалов. Она действует подобно напряжению некоторого генератора и возбуждает в линии новую бегущую волну, движущуюся от конца линии к ее началу, т. е. отраженную волну.

В результате сложения двух волн, имеющих одинаковые амплитуды и движущихся навстречу друг другу, возникают *стоячие волны*, резко отличающиеся от бегущих волн.

Сложение падающей и отраженной волн напряжения для некоторого момента времени показано на рис. 2-6. Для примера взят момент, когда амплитуда падающей волны находится на расстоянии $\frac{\lambda}{8}$ от конца линии. Штрихом изображено продолжение падающей волны, которое существовало бы, если бы линия не обрывалась. Если эту штриховую синусоиду повернуть на 180° вокруг вертикальной оси, проходящей через конец линии, т. е. нарисовать в обратную сторону, то она будет изображать отраженную волну. Отраженная волна представляет собой продолжение падающей волны, но только движется от конца линии к генератору. Суммарное напряжение, полученное от сложения падающей и отраженной волн, показано жирной линией. Оно имеет наибольшее значение в точках $П_1$ и $П_2$ (на конце

линии и на расстоянии $\frac{\lambda}{2}$ от конца). А в точках $У_1$ и $У_2$, находящихся на расстояниях $\frac{\lambda}{4}$ и $\frac{3}{4}\lambda$ от конца линии, напряжение равно нулю.

В любой другой момент времени падающая и отраженная волны складываются так, что в точках $П_1$ и $П_2$ опять напряжение будет наибольшее, а в точках $У_1$ и $У_2$ — нулевое. Например, через одну восьмую периода падающая волна сдвинется вправо на $\frac{\lambda}{8}$ и в точке $У_1$ будет ее нулевая фаза, а отраженная волна сдвинется на $\frac{\lambda}{8}$ влево и в точку $У_1$ придет ее нулевая фаза. Ясно, что в точке $У_1$ суммарное напряжение опять равно нулю, а в точках $П_1$ и $П_2$ напряжение будет наибольшее, равное двойной амплитуде бегущей волны.

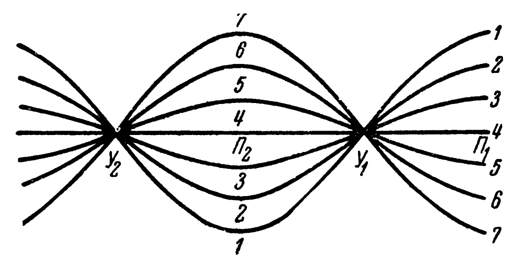


Рис. 2-7. Распределение напряжения вдоль линии при стоячей волне для разных моментов времени.

Точки $У_1$ и $У_2$, в которых напряжение всегда равно нулю, называют *узлами напряжения,* а точки наибольшего напряжения $П_1$ и $П_2$ — *пучностями.* Узлы и пучности остаются в одних и тех же местах линии, и вся суммарная волна «стоит на месте». Поэтому ее назвали стоячей волной.

Стоячую волну можно получить на опыте с веревкой, если один ее конец непрерывно качать и посылать к закрепленному концу бегущие волны, которые будут отражаться от места крепления.

С течением времени характер распределения напряжения вдоль линии при стоячей волне не изменяется. В разные моменты времени изменяется только величина напряжения в каждой точке линии.

На рис. 2-7 показано распределение напряжения вдоль разомкнутой линии для нескольких различных моментов времени на протяжении одного полупериода. Кривая *1* соответствует фазе, когда напряжение в линии наибольшее. Далее напряжение становится меньше (кривые *2* и *3*). Через четверть периода (момент *4*) напряжение во всей линии равно нулю. Затем оно меняет свой знак и возрастает (кривые *5* и *6*). Через полпериода после начала рассматриваемого процесса напряжение снова достигает амплитудного значения (кривая *7*), но только с обратным знаком.

Напряжение в каждой точке линии колеблется по синусоидальному закону, причем амплитуда этого колебания для разных точек различна. Для пучностей амплитуда наибольшая, равная двойной амплитуде бегущей волны; для других точек она меньше и, наконец, для узлов она равна нулю.

Подобно напряжению изменяется и ток в линии. Но отраженная волна тока движется от конца линии с противоположной фазой. Действительно, электроны, дойдя до конца линии, дальше не могут перемещаться и двигаются обратно, т. е. ток изменяет свой знак. В результате на конце линии суммарный ток равен нулю и получается узел тока. Таким образом, в стоячей волне узлы тока получаются там, где имеются пучности напряжения, а пучности тока находятся в узлах напряжения. Иначе говоря, стоячая волна тока сдвинута на $\frac{\lambda}{4}$ относительно стоячей волны напряжения. Графически это изображено двумя кривыми на рис. 2-8 (здесь и далее кривая тока дана сплошной линией, а кривая напряжения — штрихом).

Амплитуда напряжения в пучности $U_{пуч}$, равная двойной амплитуде напряжения бегущей волны $2U_m$, пропорциональна амплитуде тока в пучности $I_{пуч}$, которая равна двойному значению амплитуды тока бегущей волны $2I_m$. Отношение этих величин есть волновое сопротивление $Z_в$:

$$\frac{U_{пуч}}{I_{пуч}} = \frac{2U_m}{2I_m} = Z_в \quad \text{или} \quad U_{пуч} = I_{пуч} Z_в.$$

В отличие от бегущей волны мощность у стоячей волны реактивная, так как энергия нигде не расходуется (линию мы считаем идеальной). Поэтому во времени ток и напряжение имеют сдвиг фаз на четверть периода, т. е. на 90°. Если в какой-то момент в линии напряжение имеет амплитудную фазу, то в этот момент ток во всех точках линии равен нулю. Через четверть периода напряжение по всей линии уменьшится до нуля, а ток дойдет до амплитудного значения.

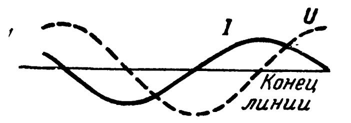


Рис. 2-8. Стоячие волны тока и напряжения в линии.

Изображенные на рис. 2-8 кривые показывают распределение тока и напряжения для амплитудных фаз и по времени отличаются друг от друга на $^1/_4$ T. Нет смысла показывать кривые тока и напряжения для других моментов времени, так как пучности и узлы не сдвигаются. Даже если изображена только одна кривая, например для тока, то с ее помощью нетрудно представить себе и распределение напряжения вдоль линии.

Сдвиг фаз на 90° между током и напряжением при стоячей волне показывает, что в линии происходят колебания энергии, весьма сходные с колебательными процессами в замкнутом контуре. Когда напряжение в линии наибольшее, а ток равен нулю, то вся энергия сосредоточена в электрическом поле. Через четверть периода напряжение равно нулю, а ток имеет наибольшее значение, т. е. вся энергия сосредоточена в магнитном поле. Еще через четверть периода энергия снова возвращается в электрическое поле, а затем все повторяется.

Выясним теперь процессы в разомкнутой линии при различном соотношении между ее длиной и длиной волны питающего генератора. Для определенности примем, что внутреннее сопротивление генератора значительно меньше волнового сопротивления линии. На рис. 2-9 показано распределение тока и напряжения для характерных случаев работы линии и приведены для них эквивалентные схемы (для упроще-

ния кривые распределения тока и напряжения показаны только для одного провода).

Как известно, на конце разомкнутой линии всегда получаются пучность напряжения и узел тока. На входе линии ток и напряжение могут иметь различные значения в зависимости от длины линии. Входное сопротивление также изменяется в широких пределах, так как оно всегда равно отношению напряжения к току в начале линии. При этом во всех случаях, когда входное сопротивление линии значительно больше внутреннего сопротивления генератора, можно считать, что напряжение на зажимах генератора равно его э. д. с.

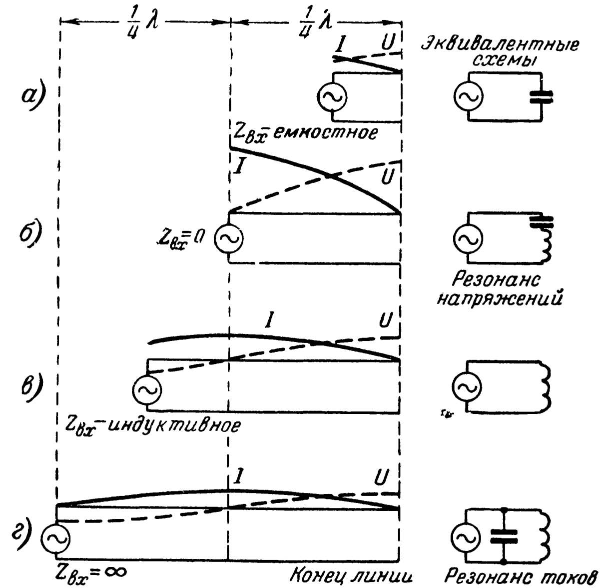


Рис. 2-9. Стоячие волны в разомкнутой линии различной длины.

Когда длина линии l меньше четверти длины волны (рис. 2-9, *а*), то в начале линии ток и напряжение имеют некоторые значения и сдвинуты по фазе на 90°. Следовательно, в этом случае входное сопротивление реактивное. Оказывается, что оно имеет емкостный характер. Действительно, два коротких провода, подключенных к генератору, представляют собой конденсатор. И чем короче линия, тем меньше емкость этого конденсатора, т. е. тем больше емкостное входное сопротивление. Генератор в этом случае нагружен на некоторую емкость, что и показано на эквивалентной схеме справа. Вследствие большой величины входного сопротивления ток в линии получается малым, а напряжение даже на конце линии незначительно превышает напряжение генератора.

Если приближать длину линии к $\frac{\lambda}{4}$, то напряжение в начале линии становится меньше по сравнению с его значением в пучности, а ток

увеличивается и входное сопротивление уменьшается. Когда $l = \frac{\lambda}{4}$ (рис. 2-9, *б*), то в начале линии будут узел напряжения и пучность тока. Тогда $Z_{вх} = \frac{U}{I} = 0$, и для генератора получается режим короткого замыкания.

В этом случае напряжение в линии, пропорциональное току, достигает наибольшего значения, т. е. наблюдается явление резонанса напряжений. Таким образом, четвертьволновая разомкнутая линия эквивалентна последовательному резонансному контуру. Как известно, такой контур имеет при резонансе наименьшее и чисто активное сопротивление, поэтому ток и напряжение в нем достигают наибольших значений. Идеальный контур имеет при резонансе сопротивление, равное нулю, подобно входному сопротивлению идеальной линии. При изменении длины линии в ту или другую сторону от $\frac{\lambda}{4}$ ее входное сопротивление увеличивается и становится емкостным или индуктивным. Именно так меняется при расстройке и сопротивление последовательного контура.

В реальной линии имеются потери энергии, и $Z_{вх}$ при резонансе неточно равно нулю. Обращается в нуль только реактивное входное сопротивление, а $Z_{вх}$ становится наименьшим и при том чисто активным, так как оно обусловлено наличием активных потерь.

Пусть теперь длина линии больше $\frac{\lambda}{4}$, но меньше $\frac{\lambda}{2}$. Тогда напряжение в начале линии уже не равно нулю. Входное сопротивление возрастет и примет индуктивный характер (рис. 2-9, *в*). При этом ток и напряжение получатся значительно меньше, чем в случае четвертьволновой линии, подобно тому как уменьшаются ток и напряжение при расстройке контура.

По мере приближения l к $\frac{\lambda}{2}$ входное сопротивление увеличивается. Когда $l = \frac{\lambda}{2}$ (рис. 2-9, *г*), напряжение в начале линии наибольшее, равное э. д. с. генератора, а ток равен нулю. Следовательно, входное сопротивление должно быть бесконечно велико. В действительности вследствие потерь в линии входное сопротивление не равно бесконечности, а принимает некоторое наибольшее значение и является чисто активным. Получается резонанс, подобный резонансу токов в параллельном контуре. В данном случае полуволновая линия эквивалентна параллельному резонансному контуру потому, что ее входное сопротивление при изменении длины в ту или другую сторону от $\frac{\lambda}{2}$ уменьшается и приобретает емкостный или индуктивный характер. Такое же изменение сопротивления при расстройке свойственно и параллельному контуру.

Таким образом, разомкнутая линия эквивалентна: некоторой емкости при $l < \frac{\lambda}{4}$; последовательному резонансному контуру при $l = \frac{\lambda}{4}$; некоторой индуктивности при $\frac{\lambda}{4} < l < \frac{\lambda}{2}$; параллельному резонансному контуру при $l = \frac{\lambda}{2}$.

Изменяя дальше l в пределах от $\frac{\lambda}{2}$ до λ, и вообще при удлинении линии на целое число полуволн можно получить повторение всех рассмотренных режимов и значений $Z_{вх}$.

Все рассмотренные случаи можно получить и при постоянной длине линии, изменяя длину волны генератора λ. Тогда последовательный резонанс получится в случаях, когда вдоль линии укладывается нечетное число четвертей волны $\left(\frac{\lambda}{4}, \frac{3}{4}\lambda, \frac{5}{4}\lambda \text{ и т. д.}\right)$. Иначе говоря, кроме резонанса на основной волне, соответствующей $l=\frac{\lambda}{4}$, будет наблюдаться резонанс на любой нечетной гармонике. Параллельный же резонанс в линии получается не только на основной волне, когда $l=\frac{\lambda}{2}$, но и на любых как четных, так и нечетных гармониках, когда вдоль линии укладывается целое число полуволн $\left(\frac{\lambda}{2}, \lambda, \frac{3}{2}\lambda \text{ и т. д.}\right)$. Линия как колебательная система способна резонировать на многих волнах. Этим она отличается от простого колебательного контура, имеющего только одну резонансную частоту.

Свойство резонировать не только на основной собственной частоте, но и на гармониках характерно для всех колебательных систем с распределенными параметрами. Например, у струны, имеющей массу и упругость, распределенные по всей ее длине, легко возбудить колебания на гармониках, но это невозможно у маятника.

Следует обратить внимание на то, что при длине линии, равной $\frac{\lambda}{2}$ или целому числу полуволн, входное сопротивление получается таким же, как и сопротивление на конце линии (в данном случае бесконечно большое). А при длине линии, равной $\frac{\lambda}{4}$ или нечетному числу четвертей волны, входное сопротивление равно нулю, т. е. имеет величину, обратную сопротивлению на конце линии $\left(0=\frac{1}{\infty}\right)$. Такое же влияние длины линии на величину входного сопротивления наблюдается и при любых других значениях нагрузочного сопротивления R, включенного в конце линии. Следовательно, линия длиной в целое число полуволн не изменяет величину сопротивления нагрузки и у нее всегда $Z_{вх}=R$, а линия длиной, равной нечетному числу четвертей волны, преобразовывает большое нагрузочное сопротивление в малое, и наоборот.

2-4. СТОЯЧИЕ ВОЛНЫ В КОРОТКОЗАМКНУТОЙ ЛИНИИ

В режиме стоячих волн работает также короткозамкнутая линия (рис. 2-10), у которой на конце нагрузочное сопротивление равно нулю ($R=0$). Поглощение энергии в таком сопротивлении отсутствует и вся энергия падающей волны полностью отражается. Поэтому возникают стоячие волны, как и в разомкнутой линии. Разница получается в том, что распределение тока и напряжения в короткозамкнутой линии сдвинуто на четверть волны по сравнению с разомкнутой линией.

На конце линии напряжение равно нулю, т. е. там находится узел напряжения, так как $R = 0$ (короткое замыкание). Но у стоячей волны узлы напряжения совпадают с пучностями тока, и наоборот. Значит, на конце короткозамкнутой линии получается пучность тока. Действительно, там, где имеется короткое замыкание, ток всегда бывает наибольшим. У разомкнутой линии, наоборот, на конце были пучность напряжения и узел тока. Зная, что получается на конце линии, нетрудно начертить кривые распределения тока и напряжения для различных соотношений между длиной линии и длиной волны генератора.

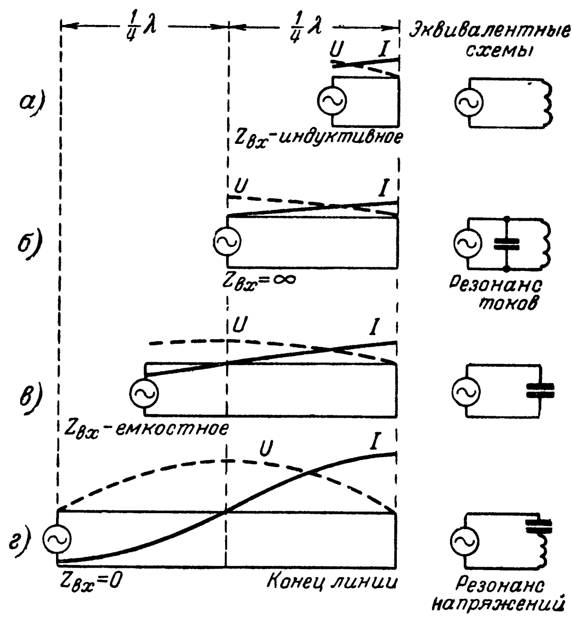


Рис. 2-10. Стоячие волны в короткозамкнутой линии различной длины.

На рис. 2-10 эти кривые даны для идеальной линии, у которой волновое сопротивление значительно больше внутреннего сопротивления генератора. Они показывают, что короткозамкнутая линия по своим свойствам противоположна разомкнутой линии.

При $l < \frac{\lambda}{4}$ входное сопротивление линии имеет индуктивный характер (рис. 2-10, *а*). В этом случае линию небольшой длины можно представить себе как прямоугольный виток, обладающий некоторой индуктивностью. Если $l = \frac{\lambda}{4}$, то $Z_{вх} = \infty$ и, следовательно, короткозамкнутая четвертьволновая линия эквивалентна параллельному резонансному контуру (рис. 2-10, *б*). Когда $\frac{\lambda}{4} < l < \frac{\lambda}{2}$, то входное сопротивление имеет емкостный характер (рис. 2-10, *в*). Наконец, при

$l = \frac{\lambda}{2}$ входное сопротивление равно нулю и линия эквивалентна последовательному резонансному контуру (рис. 2-10, *г*). При дальнейшем увеличении длины линии все повторяется. Если изменять частоту генератора при неизменной длине линии, то получается резонанс не только на основной частоте, но и на гармониках, как в разомкнутой линии.

2-5. НАГРУЗКА ЛИНИИ НА РАЗЛИЧНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Рассмотрим случаи нагрузки линии на активное сопротивление различной величины (рис. 2-11). На этом рисунке дано распределение вдоль линии не амплитудного, а действующего значения напряжения, которое изменяется только по величине, но не меняет знака. Это напряжение показывает вольтметр или индикатор переменного напряжения, подключаемый к различным точкам линии. Для упрощения кривая тока не показана. Как и раньше, будем считать линию идеальной и примем, что внутреннее сопротивление генератора значительно меньше волнового сопротивления линии.

Когда нагрузочное сопротивление равно волновому сопротивлению (рис. 2-11, *а*), в линии распространяется бегущая волна и напряжение вдоль линии везде одинаково. В разомкнутой (рис. 2-11, *б*) и короткозамкнутой линиях (рис. 2-11, *г*) получается режим стоячих волн, и вдоль линии чередуются узлы и пучности. У разомкнутой линии на конце находится пучность напряжения, а у короткозамкнутой — узел напряжения.

Когда R больше $Z_в$, но не равно бесконечности (рис. 2-11, *в*), то получается режим линии, средний между режимом бегущей волны и режимом разомкнутой линии. Его называют *режимом смешанных* или *комбинированных волн*. Так как $R \neq Z_в$, то в конце линии поглощается только часть энергии падающей волны. Остальная часть энергии уходит обратно с отраженной волной, вследствие чего возникают стоячие волны. Однако в линии имеется и бегущая волна, переносящая энергию от генератора в сопротивление нагрузки R.

Распределение напряжения в этом случае напоминает распределение в разомкнутой линии. Но вследствие того, что амплитуда отраженной волны меньше амплитуды падающей, в том месте, где должен быть узел, суммарное напряжение не снижается до нуля. Оно имеет некоторое наименьшее значение $U_{мин}$, равное разности напряжений падающей и отраженной волн. А в местах пучностей получается некоторое наибольшее напряжение $U_{макс}$, равное сумме этих напряжений, но меньшее, чем удвоенное напряжение падающей волны. Чем ближе R к $Z_в$, тем ближе режим линии к режиму бегущей волны и тем меньше разница между $U_{макс}$ и $U_{мин}$. И, наоборот, чем больше R, тем ближе режим к случаю разомкнутой линии и тем резче максимумы и минимумы напряжения.

Для характеристики режима линии пользуются *коэффициентом бегущей волны* $k_{б.в}$. Он введен А. А. Пистолькорсом в 1927 г. и определяется как отношение $U_{мин}$ к $U_{макс}$. В случае, когда $Z_в < R$, он равен отношению $Z_в$ к R:

$$k_{б.в} = \frac{U_{мин}}{U_{макс}} = \frac{Z_в}{R}.$$

При одной бегущей волне $k_{б.в} = 1$, а для режима стоячих волн $k_{б.в} = 0$. Чем ближе величина $k_{б.в}$ к единице, тем ближе режим линии к режиму бегущей волны. Иногда применяется величина, обратная $k_{б.в}$ и называемая *коэффициентом стоячей волны*:

$$k_{с.в} = \frac{U_{макс}}{U_{мин}} = \frac{R}{Z_в}.$$

Если $R < Z_в$ (рис. 2-11, *д*), то получается также режим смешанных волн, но распределение напряжения похоже на распределение

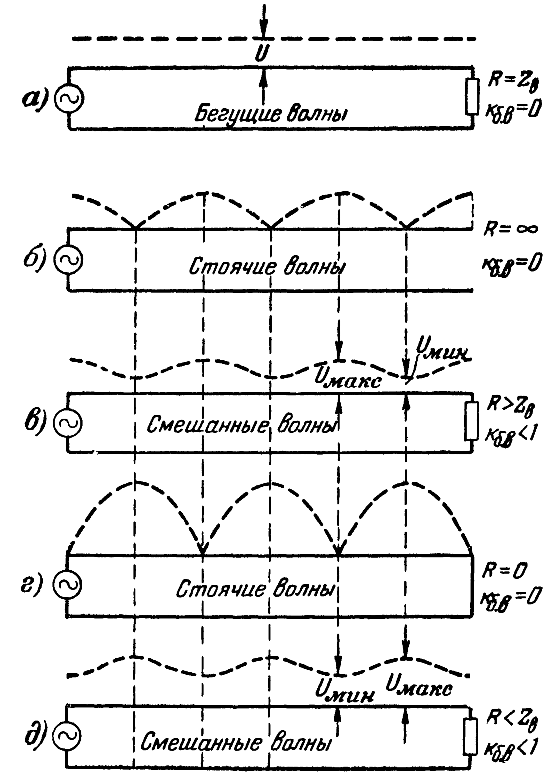


Рис. 2-11. Распределение напряжения вдоль линии при различных ее нагрузках.

в короткозамкнутой линии. Только на месте узлов получаются не нулевые, а минимальные напряжения. Все сказанное о режиме смешанных волн для случая $R > Z_в$ остается в силе и здесь. Коэффициент бегущей волны определяется через напряжение, как и раньше, но отношение сопротивлений надо брать обратное, так как $k_{б.в}$ всегда меньше единицы:

$$k_{б.в} = \frac{U_{мин}}{U_{макс}} = \frac{R}{Z_в}.$$

Если линия работает в режиме бегущих волн, то в нагрузочное сопротивление отдается наибольшая полезная мощность — вся мощность бегущей волны. Если же сопротивление нагрузки не равно волновому сопротивлению линии, то полезная мощность в нагрузке будет меньше, так как часть энергии возвращается с отраженной волной обратно в генератор. Однако уменьшение мощности с изменением нагрузочного сопротивления происходит не резко, и поэтому некоторое отступление от режима чисто бегущих волн допустимо. Например, когда сопротивление нагрузки в 2 раза больше или меньше $Z_в$, т. е. когда $k_{б.в} = 0{,}5$, то энергия отраженной волны составляет всего лишь 11% от энергии падающей.

Следует отметить, что в режиме смешанных волн, когда $R \neq Z_в$, входное сопротивление, вообще говоря, уже не чисто активное, а обычно имеет реактивную составляющую, которая характеризует возврат части энергии в генератор. Только при длине линии, равной целому числу четвертей волны, $Z_{вх}$ будет чисто активным, потому что в линии такой длины наблюдается резонанс.

В случае, когда в конце линии включено реактивное нагрузочное сопротивление, т. е. емкость или индуктивность, также получается режим стоячих волн. Действительно, в реактивном сопротивлении энергия падающей волны не расходуется, а лишь временно запасается и возвращается обратно. Поэтому в линии складываются падающая и отраженная волны равной амплитуды и возникают стоячие волны.

Наиболее сложным случаем является нагрузка линии на полное сопротивление Z, имеющее активную и реактивную части. При такой нагрузке в линии будет режим смешанных волн, так как часть энергии падающей волны поглощается в активном сопротивлении, но остальная часть возвращается с отраженной волной вследствие имеющегося реактивного сопротивления и в результате того, что активное сопротивление может быть не равно волновому сопротивлению.

2-6. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ ЛИНИЙ

Линии передачи электромагнитных волн могут отличаться друг от друга режимом работы и конструкцией. Они работают либо в режиме бегущих, либо в режиме стоячих волн. В действительности в последнем случае имеется режим смешанных волн, так как всегда существуют потери энергии.

Линии с бегущей волной имеют ряд существенных преимуществ. Потери энергии в них меньше, и поэтому к. п. д. выше, что особенно важно при значительной длине линии. Объясняется это тем, что напряжения и токи у бегущей волны меньше, чем у стоячей. При меньшем напряжении предъявляются также менее жесткие требования к изоляции линии. Весьма удобно и то, что при линии с бегущей волной генератор нагружен на постоянное и чисто активное сопротивление, равное волновому сопротивлению линии и не зависящее от ее длины. Поэтому линия с бегущей волной может быть сделана любой длины независимо от длины волны. Вся энергия волн, передаваемых по линии, за исключением небольшой ее доли, теряющейся в самой линии, отдается в нагрузочное сопротивление.

Чтобы получить режим бегущей волны, надо чтобы нагрузочное сопротивление и волновое сопротивление линии были равны, т. е. надо согласовать линию с нагрузкой. Такое согласование не всегда легко осуществить. На СВЧ режим чисто бегущей волны, для которого

$k_{б.в} = 1$, получить обычно невозможно. Практически очень хорошо, если $k_{б.в} = 0{,}8—0{,}9$. Ухудшение работы линии при этом незначительно. Во многих случаях довольствуются величиной $k_{б.в} = 0{,}5—0{,}7$. Некоторые способы согласования линии с нагрузочным сопротивлением приведены далее.

В *линиях со стоячей волной* потери энергии выше, а к. п. д. ниже, что объясняется бо́льшими величинами токов и напряжений, особенно в пучностях. Потери мощности в проводах линии пропорциональны квадрату тока (I^2R), а потери в изоляторах тем больше, чем выше напряжение. При наличии стоячих волн в линии из двух параллельных проводов наблюдаются также заметные потери энергии на излучение электромагнитных волн. Для больших расстояний линии со стоячей волной не применяются, так как к. п. д. у них получается слишком низким. Линия со стоячей волной должна быть строго определенной длины. Обычно она равна целому числу (четному или нечетному) четвертей волны.

Применяются линии двух основных типов: *линия из двух одинаковых параллельных проводов,* которую для краткости называют *симметричной*, и *коаксиальная линия*. Достоинства симметричной линии заключаются в простоте устройства и симметричности, которая в некоторых случаях необходима, например, если линия связана с симметричной антенной. Недостаток симметричной линии заключается в антенном эффекте, т. е. способности излучать и принимать волны.

Хотя токи в проводах симметричной линии имеют противоположное направление, все же некоторое излучение имеется, так как провода находятся на некотором расстоянии друг от друга, и компенсация их полей получается неполная. Чем больше расстояние между проводами, тем сильнее излучение и тем лучше линия принимает волны.

Симметричная линия должна иметь хорошую изоляцию проводов друг от друга и каждого провода от земли. Для сохранения симметричности линии важно, чтобы ее провода были одинаково расположены относительно земли и различных местных предметов. Иногда применяется двухпроводная экранированная линия, у которой антенный эффект отсутствует.

Волновое сопротивление симметричной линии $Z_в$ зависит от отношения расстояния между центрами проводов b к диаметру провода d. В табл. 1 приведены значения $Z_в$ для различных отношений $\frac{b}{d}$.

Таблица 1

Волновое сопротивление симметричной двухпроводной линии

b/d	$Z_в$, *ом*	b/d	$Z_в$, *ом*	b/d	$Z_в$, *ом*	b/d	$Z_в$, *ом*
1,25	110	4	249	15	407	50	552
1,5	132	5	276	20	442	75	600
2	166	7,5	324	25	469	100	635
2,5	193	10	359	30	491	150	684
3	214	12,5	385	40	525	200	716

Если требуется симметричная линия с меньшим волновым сопротивлением, то ее делают из двух плоских лент (рис. 2-12). Значение $Z_в$ такой линии зависит от отношения ширины ленты D к расстоянию между лентами b. Для $D/b = 1$ величина $Z_в$ составляет 150 *ом,* а для $D/b = 3$ она снижается до 20 *ом.*

Приведенные значения $Z_в$ относятся к воздушным линиям. При наличии твердой изоляции потери в линии возрастают, а скорость распространения волн и волновое сопротивление уменьшаются в $\sqrt{\varepsilon}$ раз, где ε — диэлектрическая проницаемость изоляции. Обычно уменьшение получается примерно в 1,5—1,8 раза.

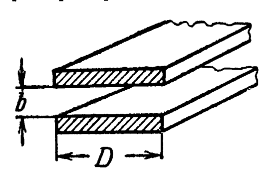


Рис. 2-12. Симметричная линия из плоских проводов.

Особенно широко применяется на СВЧ *коаксиальная линия.* Она состоит из внутреннего провода, вокруг которого расположен внешний провод в виде трубки (рис. 2-13).

В гибких кабелях этим проводом служит оплетка из медных проводов, обычно покрытая оболочкой из гибкой пластмассы. Между внутренним и внешним проводами находятся изоляторы в виде шайб из высокочастотной керамики или пластмассы. Иногда все внутреннее пространство заполняется гибкой пластмассой. Коаксиальная линия является несимметричной. По своему устройству она сложнее и дороже, чем симметричная линия, но зато имеет ряд преимуществ. Потери энергии на излучение в такой линии практически отсутствуют, так как электромагнитное поле находится только внутри линии.

На рис. 2-13 показаны для коаксиальной линии электрические силовые линии, идущие радиально, и магнитные силовые линии в виде

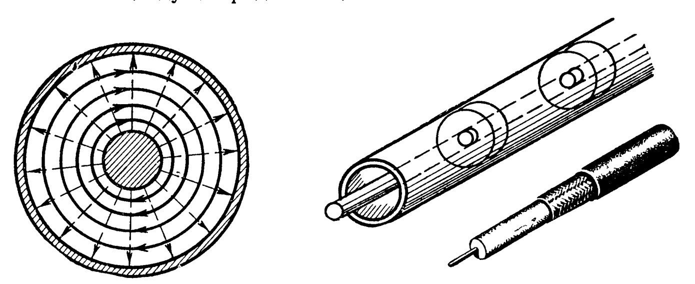


Рис. 2-13. Коаксиальная линия.

концентрических окружностей. Так как внешний провод служит экраном, то коаксиальная линия не излучает и не принимает, т. е. не обладает антенным эффектом. Весьма удобно то, что ток высокой частоты во внешнем проводе проходит только по его внутренней поверхности. Внешняя поверхность не несет на себе тока и имеет нулевой потенциал. Ее не требуется изолировать от земли, что облегчает прокладку такой линии.

Следует отметить, что потери в проводах коаксиальной линии меньше, чем в проводах симметричной линии. Это объясняется тем, что активное сопротивление внешнего провода коаксиальной линии

благодаря его большой поверхности значительно меньше, чем у обычных проводов.

Волновое сопротивление коаксиальной линии зависит от отношения диаметров D/d обоих проводов. Чем меньше это отношение, тем больше емкость линии и тем меньше волновое сопротивление. Величины $Z_в$ при различных значениях D/d для воздушной коаксиальной линии можно определить из табл. 2. Уменьшение $Z_в$ от наличия изолирующих шайб получается примерно на 15%, а от сплошной изоляции — в 1,5—1,8 раза. В большинстве случаев коаксиальные высокочастотные кабели делаются с волновым сопротивлением от 50 до 75 *ом*.

Таблица 2

Волновое сопротивление коаксиальной линии

D/d	$Z_в$, *ом*	D/d	$Z_в$, *ом*	D/d	$Z_в$, *ом*	D/d	$Z_в$, *ом*
1,5	24,3	4	83	8	125	25	193
2	41,5	5	96,5	10	138	30	204
2,5	55	6	107	15	162	40	221
3	66			20	180		

2-7. ПРИМЕНЕНИЕ ЛИНИЙ

Рассмотрим некоторые применения линий в технике СВЧ.

Фидерные линии — важная часть антенно-фидерных устройств. Фидеры, работающие в режиме стоячих волн, применяются только в случае, если длина фидера сравнительно невелика, например равна $\frac{\lambda}{4}$ или $\frac{\lambda}{2}$. Такие фидеры, в частности, применяются для распределения энергии между отдельными элементами сложных направленных антенн. Если же длина фидера значительна, то он должен работать в режиме бегущих волн. Для согласования фидера с антенной применяют специальные устройства. Фидерные линии для СВЧ, как правило, делают коаксиальные, но на дециметровом диапазоне иногда применяют и симметричные.

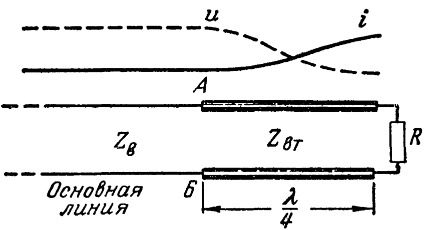


Рис. 2-14. Согласование линии с нагрузкой через четвертьволновый трансформатор.

Линию с нагрузкой согласовывают различными методами, из которых рассмотрим два наиболее распространенных.

1. *Четвертьволновый трансформатор* представляет собой четвертьволновую линию, включенную между главной линией и нагрузкой и работающую как трансформатор сопротивлений (рис. 2-14).

Предположим, что главная линия имеет волновое сопротивление $Z_в$, а сопротивление нагрузки $R \neq Z_в$. Входное сопротивление транс-

формирующей четвертьволновой линии, т. е. сопротивление в точках A и $Б$, в этом случае равно:

$$Z_{AБ} = \frac{Z^2_{в.т}}{R},$$

где $Z_{в.т}$ — волновое сопротивление трансформирующей линии.

Подобрав величину $Z_{в.т}$, можно получить $Z_{AБ} = Z_в$. Тогда в основной линии (слева от точек A и $Б$) будет режим бегущих волн. В самой трансформирующей линии (справа от точек A и $Б$) получится режим смешанных волн. Нотак как он будет только в коротком отрезке линии длиной $\frac{\lambda}{4}$, то от этого к. п. д. всей линии почти не уменьшится. Определение необходимой величины $Z_{в.т}$ делается с помощью приведенной выше формулы. Получается следующее выражение:

$$Z_{в.т} = \sqrt{Z_в R}.$$

Например, если $Z_в = 320$ *ом* и $R = 80$ *ом*, то $Z_{в.т} = \sqrt{320 \cdot 80} = 160$ *ом*. Для этого случая на рис. 2-14 показаны распределение тока и напряжения вдоль линии. В трансформирующей линии

$$k_{б.в} = \frac{R}{Z_{в.т}} = \frac{80}{160} = 0{,}5.$$

Поэтому ток и напряжение вдоль этой линии изменяются в 2 раза, так как $k_{б.в} = \frac{U_{мин}}{U_{макс}} = \frac{I_{мин}}{I_{макс}}$. На конце линии отношение напряжения к току равно $\frac{U_{мин}}{I_{макс}} = R = 80$ *ом*. В начале линии напряжение удваивается и ток становится вдвое меньше, т.е. отношение этих величин будет в 4 раза больше:

$$\frac{U_{макс}}{I_{мин}} = Z_{AБ} = Z_в = 320 \text{ ом}.$$

Таким образом, если бы не было согласующего устройства, то в основной линии получился бы $k_{б.в} = \frac{80}{320} = 0{,}25$. Четвертьволновая линия преобразовывает нагрузочное сопротивление 80 *ом* в 320 *ом* и создает в основной линии $k_{б.в} = 1$.

Для получения нужного волнового сопротивления подбирают расстояние между проводами трансформирующей линии b или диаметр провода d, или и то и другое так, чтобы отношение b/d соответствовало нужному значению $Z_{в.т}$ (см. табл. 1).

Этот метод согласования широко распространен и применяется не только для симметричных, но и для коаксиальных линий, в которых нужная величина $Z_{в.т}$ получается путем подбора отношения диаметров.

2. *Реактивные шлейфы.* Метод четвертьволнового трансформатора пригоден лишь для активной нагрузки и для одной волны. При изменении волны надо менять длину трансформирующей линии, что неудобно. Если нагрузочное сопротивление имеет реактивную составляющую и если согласование надо получать на разных волнах, то применяют другие согласующие устройства.

Пусть линия нагружена на некоторое полное сопротивление Z (рис. 2-15). Тогда в линии получится отраженная волна. Однако можно искусственно создать вторую отраженную волну, равную по амплитуде, но противоположную по фазе первой. В этом случае обе отраженные волны взаимно уничтожатся и в линии будет режим чисто бегущих волн.

Вторую отраженную волну можно получить, если в некоторых точках линии A и $Б$ включить реактивное сопротивление x (индуктивное или емкостное). Необходимая амплитуда и фаза этой волны устанавливается подбором точек A и $Б$, т. е. изменением расстояния l и регулировкой величины сопротивления x. Реактивное сопротивление включается потому, что оно не вызывает потерь энергии, а создает необходимое в данном случае отражение волн.

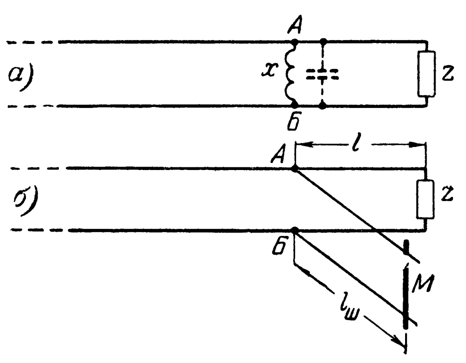


Рис. 2-15. Согласование с помощью реактивного шлейфа (*а*) и с помощью шлейфа Татаринова (*б*).

Обычно на СВЧ вместо переменной индуктивности или емкости параллельно линии включают отрезок короткозамкнутой линии (рис. 2-15, *б*), длину которого $l_ш$ можно изменять перемещением мостика M. Такой отрезок имеет реактивное входное сопротивление индуктивного характера при $l_ш < \frac{\lambda}{4}$ и емкостного характера при $\frac{\lambda}{4} < l_ш < \frac{\lambda}{2}$. Подобный реактивный шлейф, предложенный В. В. Татариновым, получил широкое распространение.

Для сокращения размеров шлейфа его длину $l_ш$ обычно берут меньше $\frac{\lambda}{4}$, т. е. используют шлейф как индуктивное сопротивление. Перемещая мостик M и изменяя положения точек A и $Б$, добиваются получения в главной линии (слева от точек A и $Б$) режима бегущих волн, точнее режима, возможно более близкого к случаю $k_{б.в} = 1$. В самом шлейфе будет режим стоячих волн, а в участке линии от точек A и $Б$ до нагрузки — режим смешанных волн. Для определения величин l и $l_ш$ имеются также формулы, но точное согласование всегда устанавливают опытным путем.

Применение одного шлейфа для коаксиальной линии мало пригодно, так как невозможно изменять место подключения шлейфа,

что необходимо для получения согласования. Выходом из положения служит *двухшлейфный согласователь* (рис. 2-16), при котором в основной линии должно произойти взаимное уничтожение трех волн, отраженных от несогласованной нагрузки, шлейфа $Ш_1$ и шлейфа $Ш_2$. Этого можно добиться подбором длины обоих шлейфов без перемещения места их включения вдоль основной линии. Расстояние между шлейфами берется $\frac{1}{8}\lambda$ или $\frac{3}{8}\lambda$, причем шлейф $Ш_1$ располагается обычно около конца линии.

Система двух шлейфов может давать согласование на различных волнах в пределах некоторого диапазона. Конечно, для каждой волны

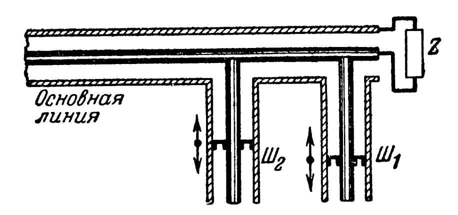


Рис. 2-16. Двухшлейфный согласователь для коаксиальной линии.

необходима новая настройка обоих шлейфов. Для согласования в еще более широком диапазоне иногда применяют три шлейфа.

«Металлические изоляторы». С повышением частоты возрастают потери в изоляторах из твердого диэлектрика, служащих для крепления внутреннего провода коаксиальной линии. Поэтому на СВЧ иногда применяют «металлические изоляторы» в виде

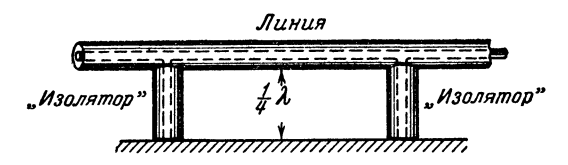


Рис. 2-17. Металлические изоляторы для коаксиальной линии.

отрезков короткозамкнутых четвертьволновых линий (рис. 2-17). Их входное сопротивление очень велико (в идеальном случае равно бесконечности), и поэтому потери в них могут оказаться меньше, чем в изоляторах из диэлектрика. На более длинных волнах металлические изоляторы неудобны, так как размеры их становятся чересчур большими. Недостаток металлических изоляторов состоит еще в том, что они пригодны только для узкой полосы частот.

Линии длиной в четверть или полволны широко применяются в качестве колебательных систем для СВЧ. Это подробно рассматривается в гл. 4. Иногда такие контуры в виде отрезков линий применяются как фильтры, работающие на некоторой узкой полосе частот.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ВОЛНОВОДЫ

3-1. ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА

Хотя коаксиальные линии широко применяются на сверхвысоких частотах, но все же они обладают некоторыми существенными недостатками, особенно заметными на сантиметровых волнах. Потери в этих линиях с повышением частоты значительно возрастают, так как поверхность внутреннего провода линии мала. Кроме того, увеличиваются потери в изоляторах, отделяющих внутренний провод от внешнего. Если же увеличить диаметр внутреннего провода коаксиальной линии, т. е. уменьшить расстояние между ним и внешним проводом, то появится опасность пробоя изоляции, особенно при больших мощностях. Недостаток коаксиальной линии состоит также в сложности ее конструкции.

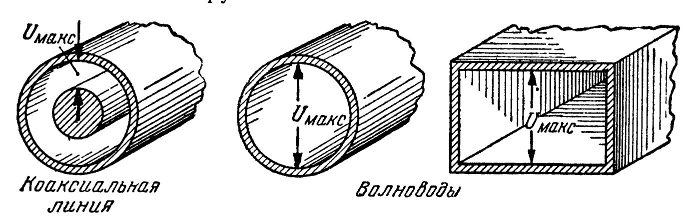


Рис. 3-1. Наибольшее допустимое напряжение в коаксиальной линии и в волноводах.

Эти недостатки в значительной степени уменьшаются в волноводах, представляющих собой металлическую трубку круглого или прямоугольного сечения, внутри которой распространяется электромагнитная волна (рис. 3-1). Стенки волновода выполняют функцию экрана, не дающего электромагнитным волнам распространяться в разные стороны и заставляющего их перемещаться только вдоль волновода.

По сравнению с коаксиальной линией потери энергии в волноводе меньше, так как в нем отсутствуют внутренний провод и изоляторы. Наибольшее напряжение в волноводе получается между диаметрально противоположными точками его внутренней поверхности, если волновод имеет круглое сечение, или между противоположными стенками, если его сечение прямоугольное (рис. 3-1). Расстояние между этими точками больше, чем расстояние между проводами в коаксиальной линии, и поэтому опасность пробоя при высоких напряжениях значительно меньше. Конструкция у волновода в принципе проще, чем у коаксиальной линии.

Однако волноводы имеют свой недостаток, который ограничивает их применение. В коаксиальной или симметричной линии могут распространяться волны любой частоты, а в волноводе возможно распространение только волн, у которых частота выше некоторой определенной величины, называемой *критической частотой* $f_{кр}$. Иначе говоря, в волноводе могут распространяться только волны, у которых длина короче некоторой *критической длины волны* $\lambda_{кр}$.

Критическая длина волны приблизительно вдвое больше поперечного размера волновода. Например, если волновод имеет диаметр 3 *см*, то критическая длина волны будет примерно $\lambda_{кр} = 6$ *см*. Более длинные волны через такой волновод распространяться не могут.

Ясно, что волноводы непригодны для коротких и метровых волн, так как это были бы трубы с поперечными размерами в единицы или десятки метров! Даже для дециметровых волн поперечник волновода должен быть порядка десятков сантиметров, что также неудобно. Поэтому волноводы используются только на сантиметровых и более коротких волнах, для которых конструкция волновода не получается чересчур громоздкой.

3-2. РАСПРОСТРАНЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН В ВОЛНОВОДАХ

Теория распространения радиоволн в волноводах весьма сложна, поэтому здесь будут рассмотрены лишь элементарные основы этой теории, хорошо подтвержденные экспериментами.

В волноводе поперечная электромагнитная волна распространяться не может. Действительно, магнитное поле существует только внутри волновода, стенки которого служат экраном для электромагнитного поля высокой частоты. Поэтому магнитное поле в волноводе не может охватывать проводник с током, так как в нем нет внутреннего провода, а должно охватывать продольное электрическое поле. Но поперечная электромагнитная волна не содержит продольного электрического поля. Если же предположить, что электрическое поле в волноводе поперечное, то оно должно охватываться замкнутыми магнитными силовыми линиями, которые будут лежать в продольных плоскостях. Однако у поперечной волны не может быть продольного магнитного поля.

Опыт и теория показывают, что в волноводах могут распространяться электромагнитные волны различных типов. Все они делятся на две группы: 1) *электрические волны,* обозначаемые буквой Е, имеют электрическое поле, расположенное и в поперечном и в продольном направлениях, а магнитное поле — только в поперечной плоскости; 2) *магнитные волны,* обозначаемые буквой Н, имеют магнитное поле, расположенное поперек и вдоль волновода, а электрическое поле — только в поперечной плоскости. Так как у волн Е магнитное поле только поперечное, то их иногда называют *поперечно-магнитными* волнами и обозначают буквами ТМ. Волны Н, у которых чисто поперечное только электрическое поле, иногда называют *поперечно-электрическими* волнами и обозначают буквами ТЕ (Т — символ поперечного действия сил). Поперечная электромагнитная волна получает при этом обозначение ТЕМ.

Волны Е и Н всегда представляют собой сумму нескольких поперечных волн, распространяющихся вдоль волновода не прямолинейно, а зигзагообразно путем многократного отражения от стенок.

На рис. 3-2 для прямоугольного волновода, имеющего стороны поперечного сечения a и b, показаны пути двух поперечных волн, образующих совместно волну типа Н, наиболее часто применяющуюся для передачи энергии по волноводам. Для одной из этих волн на рис. 3-2 показано расположение векторов E, H и v около стенки, отражающей волну. Векторы H и v находятся в плоскости чертежа,

а вектор E перпендикулярен к ней. Для дальнейшего необходимо знать расположение векторов E и H для падающей и отраженной волн у самой стенки. На рис. 3-2 эти векторы условно изображены в некотором удалении от отражающей поверхности.

Физический смысл отражения волн от проводника заключается в том, что падающая волна создает в поверхностном слое проводника токи, которые в свою очередь дают излучение новых электромагнитных волн, т. е. отраженных волн. Если проводник идеальный, то возникшие токи совершенно не расходуют энергию на его нагрев и энергия отраженной волны равна энергии падающей. Практически каждый проводник не идеальный, в нем происходит некоторая потеря энергии на нагревание, и поэтому энергия у отраженной волны всегда несколько меньше, чем у падающей. При рассмотрении отражения

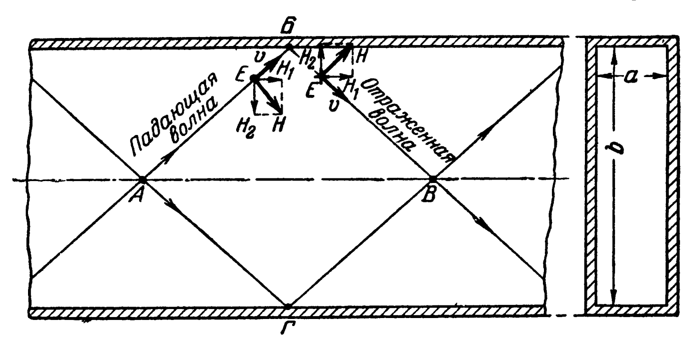


Рис. 3-2. Отражение поперечной электромагнитной волны у стенки прямоугольного волновода.

волн будем считать стенки волновода *идеально проводящими*. В действительности же в стенках получаются некоторые потери энергии, но они незначительны и мало влияют на отражение волн.

Как было указано в § 2-1, вдоль поверхности идеального проводника электрические силовые линии идти не могут. Значит, вектор E у отражающей стенки волновода должен быть равен нулю. Это возможно только в случае, если векторы E падающей и отраженной волн у стенки равны по величине, но противоположны по направлению, что и показано на рис. 3-2. Тогда сумма этих векторов равна нулю. Условие $E_{пад} = -E_{отр}$ или $E = E_{пад} + E_{отр} = 0$ представляет собой *граничное условие* у стенки волновода. Из рис. 3-2 также видно, что в этом случае магнитные силовые линии идут вдоль стенки волновода. Чтобы доказать это, разложим вектор H у падающей и отраженной волн на две составляющие: продольную H_1 и перпендикулярную (нормальную) к стенке H_2, как это сделано на рис. 3-2. Тогда оказывается, что нормальные составляющие направлены в противоположные стороны и поэтому взаимно уничтожаются. А продольные составляющие вектора H у стенки имеют одинаковое направление и поэтому они складываются. Таким образом, выполняются граничные условия и для магнитного поля, а именно у стенки волновода $H_{норм} = 0$.

Если бы в точке отражения вектор E не менял свое направление, то вдоль поверхности стенки действовало бы электрическое поле с на-

пряженностью $2E$. Нормальная составляющая вектора H также получилась бы удвоенная, т. е. граничные условия не выполнялись бы.

Мы установили, что в данном случае у отражающей стенки волновода напряженность электрического поля равна нулю, а продольная составляющая магнитного поля, наоборот, получается наибольшая. То же будет и у другой стенки волновода, причем около нее направление магнитного поля противоположно тому, какое получилось около первой стенки.

Рассмотрим теперь, что получается вдоль средней продольной плоскости волновода. На рис. 3-2 линия *АВ* показывает пересечение этой плоскости с плоскостью чертежа. Обе рассматриваемые волны, отражающиеся от противоположных стенок волновода, приходят на эту среднюю плоскость, например в точку *В*, с одинаковой фазой, так как они проходят пути одинаковой длины [1].

Поэтому здесь происходит сложение электрических полей обеих волн и суммарная напряженность поля становится удвоенной. Векторы H также складываются, но под углом друг к другу. Проделав сложение этих векторов, можно убедиться в том, что здесь получается наибольшее (удвоенное) значение поперечной составляющей магнитного поля, а продольная его составляющая равна нулю.

Таким образом, в средней продольной плоскости волновода получаются максимумы электрического поля и поперечного магнитного поля, а продольное магнитное поле отсутствует. Для любой точки, находящейся между стенкой и средней плоскостью, получается что-то среднее между двумя рассмотренными крайними случаями. В такой точке электрическое поле и поперечное магнитное поле имеют некоторое среднее значение между нулем и наибольшей величиной. Кроме того, здесь будет и некоторое продольное магнитное поле.

На основании рассмотренного становится ясной структура магнитного и электрического полей в волноводе, изображенная на рис. 3-3. Магнитные силовые линии здесь изображены штриховыми, а электрические силовые линии — сплошными. Силовые линии, перпендикулярные к плоскости чертежа, показаны либо точками, если они идут «на нас», либо крестиками, если они идут «от нас».

Так как волна, отраженная от одной стенки, складывается с волной, отраженной от противоположной, то в поперечном сечении волновода всегда получаются стоячие волны. Бегущая волна в поперечном направлении не может распространяться, так как ее движению все время в одну сторону препятствуют стенки волновода. В поперечном направлении в простейшем случае укладывается одна стоячая полуволна так, что у противоположных стенок могут быть узлы, а в середине — пучность, или наоборот. В направлении же вдоль волновода может получаться различный режим. Если на конце волновода отражение отсутствует, то будет бегущая волна. Полное отражение энергии, например в случае, если конец волновода закрыт металлической стенкой, дает режим стоячих волн. При частичном отражении будут смешанные волны.

Для изображенной на рис. 3-3, *а* волны типа Н в точках *А* и *В* получается максимум поперечной составляющей магнитного поля, а в точках *Б* и *Г* — максимум его продольной составляющей. Рас-

---

[1] Это справедливо, если источник, возбуждающий волны в волноводе, расположен симметрично относительно отражающих стенок Так это и бывает, если в волноводе возбуждается рассматриваемая волна *Н*.

стояние AB равно половине длины волны. В точке $Д$ напряженность поля равна нулю. У следующей (соседней) полуволны магнитного поля все повторяется, но только магнитные силовые линии идут в противоположном направлении.

В случае бегущей волны вся изображенная структура поля движется с некоторой скоростью вдоль волновода, так что рис. 3-3 следует рассматривать как мгновенный фотоснимок поля, справедливый только для одного момента времени. Распределение магнитного поля вдоль волновода для этого момента времени показывают графики на рис. 3-3, *в*. Один из них показывает распределение поперечной составляющей $H_{\text{попер}}$, а другой — продольной составляющей $H_{\text{прод}}$. При этом следует помнить, что поперечная составляющая получается

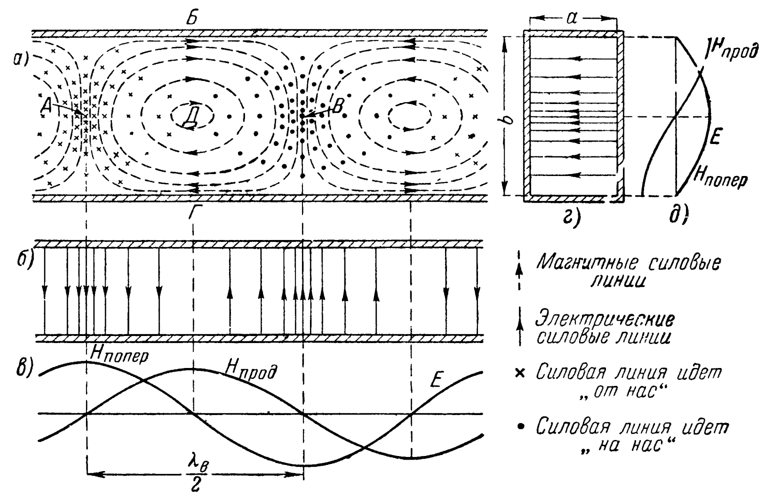


Рис. 3-3. Структура магнитного и электрического полей в прямоугольном волноводе для волны типа H_{01}.

наибольшей на средней плоскости волновода (на линии AB) и по мере приближения к стенкам уменьшается до нуля, а продольная составляющая, наоборот, имеет наибольшее значение у стенок и по мере приближения к средней плоскости волновода уменьшается до нуля. Из рис. 3-3 видно также, что продольная и поперечная составляющие магнитного поля распределены вдоль волновода со сдвигом в четверть длины волны.

На рис. 3-3, *д* даны кривые, показывающие изменение $H_{\text{прод}}$ и $H_{\text{попер}}$ вдоль стороны b поперечного сечения волновода. Эти кривые соответствуют стоячим волнам магнитного поля в поперечном направлении, причем $H_{\text{прод}}$ имеет пучности у стенок и узел посередине, а $H_{\text{попер}}$ — наоборот.

Необходимо отметить, что структура поля, показанная с помощью некоторого количества силовых линий, весьма грубая.

Силовые линии, конечно, отображают реально существующее поле, но чем оно сложнее, тем более неточным становится данный метод. Изображение поля силовыми линиями не вскрывает его тонкой

структуры. Это особенно чувствуется при рассмотрении сложных полей в волноводах. Однако в нашем распоряжении нет более совершенного метода изображения структуры электрического или магнитного поля.

У электрического поля волны Н структура проще, так как оно имеет только поперечную составляющую. На рис. 3-3, *г* и *д* показаны распределение электрического поля в поперечном направлении и кривая изменения напряженности поля E по этому направлению. Как видно, вдоль размера b укладывается одна стоячая полуволна электрического поля, причем в середине волновода получается пучность, а у стенок — узлы. Таким образом, вдоль стороны b распределение электрического поля совпадает с распределением поперечной составляющей магнитного поля (рис. 3-3, *д*). Не следует при этом забывать, что векторы E и $H_{попер}$ взаимно перпендикулярны.

В направлении вдоль волновода электрическое поле распределено так, как изображено на рис. 3-3, *в*. Соответствующая кривая показывает, что в этом направлении закон распределения электрического поля также совпадает с распределением поперечной составляющей магнитного поля, т. е. максимум электрического поля получается там, где имеется максимум поперечного магнитного поля. Такая структура поля характерна для бегущей волны, у которой колебания электрического и магнитного полей совпадают по фазе, т. е. наибольшее количество электрических силовых линий имеется там, где находится наиболее сильное магнитное поле. Для стоячей волны между этими колебаниями существует сдвиг фаз на 90°, и максимум электрического поля сдвинут на четверть волны относительно максимума магнитного поля, т. е. максимум электрического поля находится там, где магнитное поле наиболее слабое.

3-3. ТИПЫ ВОЛН В ВОЛНОВОДАХ

Помимо рассмотренной основной волны типа Н, наиболее часто применяющейся для передачи колебаний СВЧ, в прямоугольном волноводе существуют еще и многие другие типы волн.

Для классификации этих волн принята следующая система. Около обозначения волны ставится индекс из двух цифр, показывающих соответственно число стоячих полуволн вдоль меньшей и большей сторон поперечного сечения волновода. Например, основная волна типа Н должна обозначаться H_{01} (или TE_{01}), так как для нее вдоль стороны a поперечного сечения волновода стоячей волны нет, а вдоль стороны b распределена одна стоячая полуволна. В прямоугольном волноводе могут также распространяться волны, подобные волне H_{01}, но имеющие более сложное поле, в котором вдоль одной стороны сечения распределено две, три или больше стоячих полуволн. Эти волны называют волнами высших порядков.

В качестве примера на рис. 3-4 показано электрическое поле в поперечном сечении волновода и магнитное поле в продольном сечении для волны типа H_{02}. Структура поля этой волны представляет собой удвоенную структуру поля волны H_{01}. Подобно волне H_{02} могут быть возбуждены волны типа H_{03}, H_{04} и т. д. Возможны также волны типов H_{10}, H_{20}, H_{30} и т. д., у которых стоячая волна распределена вдоль меньшей стороны сечения. Структура их поля не имеет каких-либо особенностей по сравнению с предыдущими случаями.

Значительное изменение поля получается у волноводов, имеющих стоячие волны вдоль обеих сторон сечения. Примером может служить волна типа H_{11} (или TE_{11}), для которой на рис. 3-5 изображена структура поля в поперечном сечении. Как обычно, сплошными линиями показано электрическое поле, а штрихом изображены замкнутые

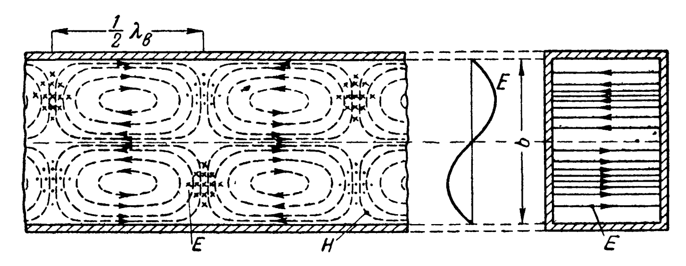


Рис. 3-4. Магнитное поле в продольном сечении и электрическое поле в поперечном сечении прямоугольного волновода для волны типа H_{02}.

магнитные силовые линии, охватывающие потоки электрических силовых линий. При этом видны лишь некоторые участки магнитных силовых линий, и поэтому на концах штриховых линий стоят крестики и точки, показывающие, что магнитная силовая линия уходит «от нас» или идет «на нас». Имеющиеся у волны H_{11} стоячие волны вдоль обеих сторон сечения волновода свидетельствуют о том, что отражение происходит от всех четырех стенок волновода. Таким образом, волна H_{11} может быть представлена в виде суммы четырех поперечных электромагнитных волн, попарно отражающихся от противоположных стенок.

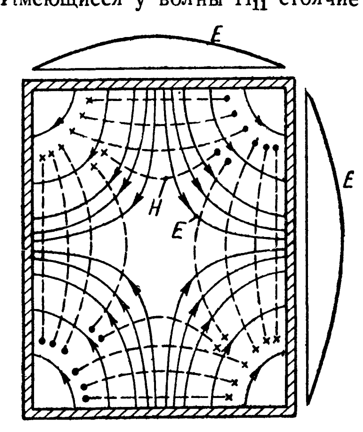


Рис. 3-5. Структура поля в поперечном сечении прямоугольного волновода для волны типа H_{11}.

Существуют также волны высших порядков, подобные волне H_{11}. Поле этих волн представляет собой повторение (несколько раз) поля волны H_{11}. Если повторить поле волны H_{11} два, три, четыре и большее число раз вдоль одной стороны сечения волновода, то получатся поля волн H_{12}, H_{13}, H_{14} и т. д. Если же поле волны H_{11} будет повторяться и вдоль другой стороны, то получатся поля типа H_{22}, H_{23} и т. д.

Волны высших порядков не имеют практического применения, так как требуют увеличения сечения волновода и приводят к увеличению потерь. Как правило, эти волны можно получить только при специальном устройстве возбуждающих элементов (будут рассмотрены ниже). Однако иногда волны высших порядков возникают как дополнительные паразитные волны при передаче энергии по волно-

воду какой-либо основной волной, например H_{01}. Такие паразитные волны нежелательны и их стараются подавить.

Перейдем теперь к изучению электрических волн типа Е, (или ТМ), которые также имеют много различных видов.

Волна типа E_{01} или E_{10} не может существовать в прямоугольных волноводах. Наиболее простой является волна E_{11} (или TM_{11}), для которой структура поля изображена на рис. 3-6. В этой волне магнитные силовые линии представляют собой замкнутые петли, расположенные в плоскости поперечного сечения, а электрические силовые линии начинаются и кончаются на одной и той же стенке волновода. Их хорошо видно на рис. 3-6, *б*, показывающем продольный разрез волновода; на рис. 3-6, *а* электрические силовые линии видны лишь частично. Они идут от стенок и уходят в глубь волновода, что показывают крестики на «оборванных» концах этих линий. Поле волн Е высшего порядка получается путем повторения несколько раз поля

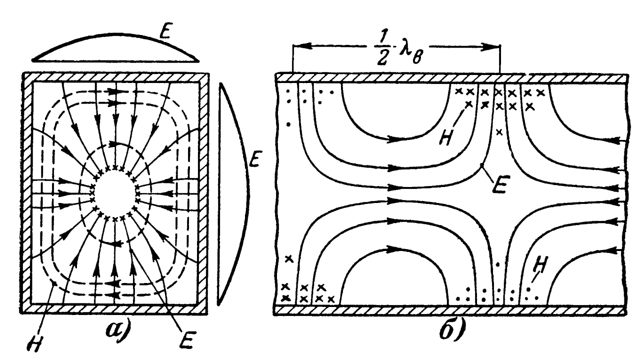


Рис. 3-6. Распределение поля для волн типа E_{11} в прямоугольном волноводе.

волны E_{11}. Если повторить рис. 3-6 дважды, то получится поле волны типа E_{12}. При повторении поля волны E_{11} 3, 4 и более раз вдоль одной стороны сечения или вдоль обеих сторон получаются волны высших порядков типа E_{13}, E_{14}, ..., E_{22}, E_{23} и т. д.

Помимо прямоугольных волноводов, широко применяются круглые. Возможны и другие формы сечения волновода, но они встречаются реже. В круглых волноводах также могут возбуждаться основные волны наиболее низкого порядка и волны высших порядков. Последние не имеют практического применения, и поэтому они рассматриваться не будут. Приведем лишь структуры полей для основных волн.

Для классификации волн в круглых волноводах к обозначению волны также прибавляют две цифры в виде индексов. Первая цифра показывает число стоячих полуволн вдоль полуокружности, а вторая цифра соответствует числу стоячих полуволн вдоль радиуса. Структура поля в круглых волноводах получается более сложной, чем в прямоугольных, так как отражение волн происходит не от плоских, а от цилиндрических стенок. Вследствие этого для некоторых типов волн вдоль радиуса может укладываться не целое число стоячих полуволн. Однако в обозначении волн принято это не целое число

округлять до целого. Например, если вдоль радиуса укладывается не целая полуволна, а некоторая ее доля, то вторая цифра индекса ставится все же 1. Таким образом, приведенная классификация в отношении второй цифры индекса приближенная. Существует более точная классификация волн, но ее принципы не могут быть изложены в данной книге.

Примеры полей в круглых волноводах приведены на рис. 3-7. У волны H_{01} (рис. 3-7, *а*) электрические силовые линии представляют

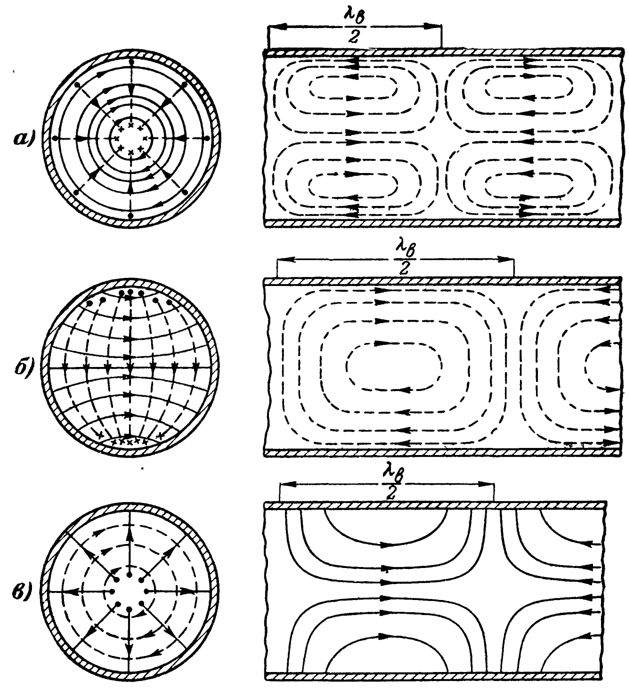


Рис. 3-7. Распределение полей для волн различных типов в круглом волноводе. *а* — H_{01}; *б* — H_{11}; *в* — E_{01}.

собой концентрические окружности, расположенные в поперечных плоскостях, а магнитные силовые линии в виде замкнутых петель вытянуты попарно вдоль волновода. Довольно часто применяется волна типа H_{11} (рис. 3-7, *б*), которая сходна с волной H_{01} в прямоугольном волноводе. Изображенная на рис. 3-7, *в* волна типа E_{01} напоминает волну E_{11} в прямоугольном волноводе. В этом случае магнитные силовые линии расположены в поперечных плоскостях в виде концентрических окружностей.

На практике для передачи энергии СВЧ по прямоугольному волноводу применяют волну типа H_{01}, а для передачи по круглому волноводу — волны типа H_{01}, H_{11} и E_{01}.

3-4. СКОРОСТЬ РАСПРОСТРАНЕНИЯ И ДЛИНА ВОЛНЫ В ВОЛНОВОДЕ

При распространении электромагнитных волн любых типов и в любых условиях частота f, как правило, всегда остается постоянной. Изменение (преобразование) частоты происходит только в нелинейных системах, которые в данном случае не рассматриваются. Что же касается скорости распространения v и длины волны λ, связанных с частотой известным соотношением $\lambda = \frac{v}{f}$, то они могут изменяться в зависимости от условий распространений. Из приведенного соотношения видно, что при постоянной частоте длина волны пропорциональна скорости. Таким образом, длина волны изменяется так же, как и скорость распространения.

В свободном безвоздушном пространстве поперечные электромагнитные волны распространяются со скоростью $c = 3 \cdot 10^8$ *м/сек.* Скорость электромагнитных волн в неионизированном воздухе можно считать равной той же величине. В волноводах скорость распространения волн изменяется вследствие того, что волны там распространяются не свободно. Только для тех поперечных волн, которые, многократно отражаясь от стенок и складываясь друг с другом, образуют волну типа Н или Е, сохраняется значение скорости c; для самих же волн Н или Е понятия скорости и длины волны усложняются и приходится говорить о нескольких различных значениях этих величин.

Введем некоторые понятия из теории распространения волн. Будем называть направление движения поперечной волны *лучом.* Это понятие широко применяется в области световых явлений, но полезно и при изучении радиоволн. Назовем также *фронтом волны* поверхность, перпендикулярную к лучам волны и обладающую тем свойством, что во всех ее точках фазы колебаний одинаковы. Такую поверхность можно было бы назвать *равнофазовой* или *эквифазовой.*

Как правило, фронт волны имеет криволинейную поверхность. Например, если источник волн мал по сравнению с длиной волны, то его можно с некоторым приближением считать точечным и тогда излучаемые им волны будут сферическими (шаровыми). В этом случае луч будет представлять собой радиус, а фронт волны — шаровую поверхность (или часть ее).

При рассмотрении фронта такой волны на значительном удалении от источника можно приближенно считать фронт плоскостью и ввести понятие о плоских волнах. Поперечные волны, отражающиеся от стенок волновода, принято считать плоскими, что значительно упрощает все рассуждения.

На рис. 3-8, *а* цифрами *1, 2, 3* и т. д. обозначено несколько последовательных положений фронта поперечной волны, падающей на отражающую стенку волновода (разумеется, что фронт волны в данном случае — плоскость, перпендикулярная чертежу). Прямая *АВ* один из лучей этой волны. Скорость распространения поперечной волны вдоль луча равна $c = 3 \cdot 10^8$ *м/сек.* Однако вдоль волновода волновой процесс распространяется с большей скоростью.

Действительно, пусть рассматриваемый фронт волны соответствует, например, амплитудной фазе. Тогда для положения волны, обозначенного цифрой *1*, у стенки волновода амплитудная фаза будет в точке *Б*. Если за некоторый промежуток времени волна переместилась вдоль луча на расстояние *АВ*, т. е. фронт волны перешел в по-

ложение *6*, то вдоль стенки амплитудная фаза волны за тот же промежуток времени переместится на расстояние *БВ*, которое значительно больше, чем путь *АВ*.

Таким образом, вдоль стенки волновода та или иная определенная фаза волны, например амплитудная, движется со скоростью, большей, чем скорость *c*. То же самое можно сказать о распространении данной фазы волны вдоль любой другой прямой линии, параллельной стенке волновода, например вдоль линии *АГ*, т. е. вообще вдоль волновода. Скорость, с которой данная фаза волны распространяется вдоль волновода, называется фазовой скоростью ($v_ф$). Она получается больше скорости распространения волны в свободном пространстве ($v_ф > c$).

Для пояснения фазовой скорости на рис. 3-8, *б* изображены морские волны, приходящие в направлении *АВ* под некоторым углом к набережной. Гребни волн играют роль фронта волны с амплитудной фазой, а направление *АВ*, взятое под прямым углом к гребням волн, играет роль «луча». Если наблюдать со стороны моря, то мы

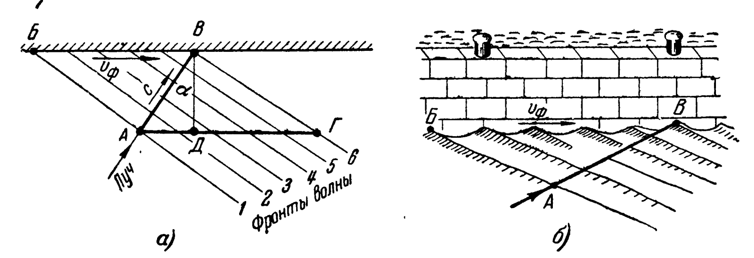


Рис. 3-8. Различные скорости волны в волноводе.

увидим, что за время перемещения волны от *А* до *В* ее гребень пройдет вдоль стенки расстояние *БВ*, которое больше, чем *АВ*. Следовательно, скорость распространения гребня волны вдоль стенки набережной, т. е. фазовая скорость, больше, чем скорость перемещения волны вдоль луча *АВ*.

С уменьшением угла падения волны α, т. е. по мере приближения луча волны к направлению, перпендикулярному стенке, разница между расстояниями *БВ* и *АВ* становится больше, а следовательно, фазовая скорость растет. Зато, если бы поперечная волна могла двигаться вдоль волновода, то отрезки *АВ* и *БВ* были бы равны и оказались бы равны скорости $v_ф$ и *c*.

Вследствие того, что фазовая скорость волны больше скорости *c*, длина волны $\lambda_в$, измеренная в направлении вдоль волновода и называемая *длиной волны в волноводе*, получается соответственно больше, чем длина волны λ в свободном пространстве, так как $\lambda_в = \frac{v_ф}{f}$ и $\lambda = \frac{c}{f}$, а $v_ф > c$. Показанная на рис. 3-3—3-7 половина длины волны и есть именно половина длины волны в волноводе $\frac{1}{2}\lambda_в$.

Фазовая скорость, однако, не является скоростью, с которой перемещается энергия вдоль волновода. Ведь энергия, которую несет с собой волна, перемещается вдоль луча, т. е. вдоль прямой *АВ*, расположенной под углом к оси волновода (рис. 3-8, *а*). Когда волна

проходит вдоль своего луча расстояние AB или, иначе говоря, ее энергия перемещается из точки A в точку B, то вдоль волновода энергия перемещается только на расстояние $AД$. Следовательно, скорость распространения энергии вдоль волновода, называемая *групповой скоростью* $v_{гр}$, меньше c. Подобный результат можно было предвидеть, так как волны движутся зигзагообразно и поэтому скорость их перемещения вдоль волновода должна быть пониженной. Чем меньше угол падения волны α, тем больше зигзагов вынуждена делать волна и тем меньше $v_{гр}$.

Между тремя рассмотренными скоростями имеется следующая зависимость:

$$\frac{v_ф}{c} = \frac{c}{v_{гр}} \quad \text{или} \quad v_ф v_{гр} = c^2,$$

т. е. фазовая скорость во столько раз больше скорости c, во сколько раз групповая скорость меньше, чем c. Это соотношение легко можно получить из рис. 3-8, *а*, если учесть, что отрезки AB, $БВ$ и $AД$ соответственно пропорциональны скоростям c, $v_ф$ и $v_{гр}$, а прямоугольные треугольники $AБВ$ и $AДВ$ подобны.

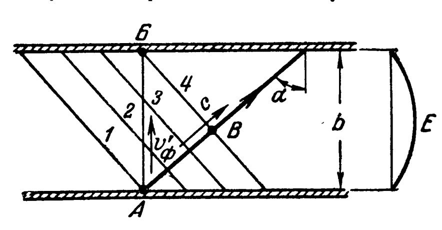


Рис. 3-9. Образование стоячей волны в поперечном направлении.

Если бы поперечная волна могла бы двигаться вдоль волновода без отражений от его стенок, то все эти скорости были бы равны друг другу и вообще не требовалось вводить понятия о фазовой и групповой скоростях. Но поперечная электромагнитная волна не может распространяться вдоль волновода.

Выясним еще важное понятие о *критической длине волны* $\lambda_{кр}$ или *критической частоте* $f_{кр}$, о которых упоминалось при сравнении волноводов с двухпроводными линиями. Наиболее просто можно рассмотреть критическую волну для случая распространения волны типа H_{01} в прямоугольном волноводе.

Как известно, в направлении поперечного размера такого волновода получается режим стоячих волн, причем для волны H_{01} в этом направлении укладывается одна стоячая полуволна (рис. 3-3).

В отношении этой стоячей полуволны можно повторить рассуждения, приведенные для фазовой скорости и длины волны в волноводе. Обратимся для этого к рис. 3-9. На ней изображен луч AB поперечной электромагнитной волны и цифрами *1, 2, 3, 4* обозначены положения фронта волны для нескольких моментов времени на протяжении одного полупериода. За этот промежуток времени фронт волны перемещается вдоль луча со скоростью c на расстояние AB, а в направлении поперек волновода фронт волны пройдет расстояние $AБ = b$, которое больше AB. Поэтому фазовая скорость волны в поперечном направлении $v_ф'$ больше, чем скорость c. Соответственно и длина волны в этом направлении $\lambda'_в = \frac{v'_ф}{f}$ получается больше, чем длина волны вдоль луча, т. е. обычная длина поперечной электромагнитной волны $\lambda = \frac{c}{f}$.

Одновременно с волной, идущей от точки A, вторая такая же волна идет от точки $Б$ и для нее можно повторить все сказанное выше. На рис. 3-9 эта волна, луч которой будет пересекаться с лучом AB, не показана. Таким образом, в поперечном направлении (вдоль $AБ$) навстречу друг другу движутся с фазовой скоростью $v_ф'$ две волны, в результате сложения которых и образуются стоячие волны. Поскольку в волноводе должны выполняться граничные условия, то у стенок волновода должны быть узлы напряженности электрического поля E и между точками A и $Б$ всегда располагается стоячая полуволна $\frac{1}{2}\lambda_в'$.

Если уменьшать частоту волн, распространяющихся в волноводе, то длина волны соответственно возрастет и увеличится расстояние AB, которое равно $\frac{\lambda}{2}$. Так как расстояние $AБ = b = \frac{\lambda'_в}{2}$ остается постоянным, то при удлинении волны точка B должна приближаться к точке $Б$. Иначе говоря, угол падения волны α будет уменьшаться. Поэтому более длинные волны распространяются в волноводе с бо́льшим количеством отражений и зигзагов. На рис. 3-10 показаны пути поперечной электромагнитной волны в одном и том же волноводе при разной длине волны.

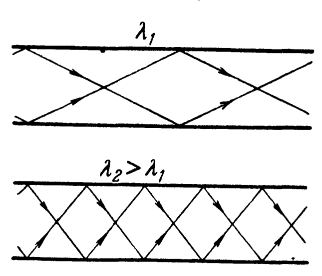


Рис. 3-10. Пути волн различной длины в волноводе.

Беспредельно удлинять волну нельзя. Для некоторой критической волны точка B совместится с точкой $Б$ (рис. 3-9) и распространение энергии вдоль волновода прекратится. Длина критической волны определяется из условия $AB = AБ$ или $\frac{\lambda_{кр}}{2} = b$, откуда $\lambda_{кр} = 2b$ и соответственно

$$f_{кр\,(Мгц)} = \frac{c}{\lambda_{кр}} = \frac{3 \cdot 10^4}{\lambda_{кр\,(см)}} = \frac{15 \cdot 10^3}{b_{(см)}}.$$

Вдоль волновода не могут распространяться волны, более длинные, чем критические, так как для них не выполняются граничные условия. Практически и волны, немного более короткие, чем критическая, также не применяются, так как из-за большого числа отражений от стенок энергия этих волн затухает уже на сравнительно близком расстоянии от начала волновода.

Итак, в прямоугольном волноводе могут распространяться только такие волны H_{01}, длина которых меньше двойного значения поперечного размера волновода. Для волн другого типа значения $\lambda_{кр}$ получаются иными. Например, для волны типа H_{02}, очевидно, $\lambda_{кр} = b$, так как вдоль стороны b поперечного сечения волновода в этом случае укладываются две стоячие полуволны, т. е. целая волна (рис. 3-4). Таким образом, для данного волновода критическая длина волны H_{02} получается вдвое короче, чем у волны H_{01}. Иначе говоря, если необходимо передавать по волноводу электромагнитную волну с длиной λ, то при передаче волной H_{01} поперечный размер волновода b необ-

ходимо иметь больше $\frac{\lambda}{2}$, а в случае применения волны H_{02} должно быть $b > \lambda$. Для волн более высокого порядка поперечные размеры становятся еще бо́льшими, что невыгодно. Из основных типов волн для прямоугольного волновода наиболее длинной оказывается критическая волна H_{01} и, следовательно, для волн этого типа поперечные размеры волновода получаются наименьшими. Волны H_{01} оказываются с этой точки зрения наиболее удобными.

В круглых волноводах применение волн высших порядков невыгодно по тем же соображениям. А при использовании основных волн диаметр волновода D получается наименьшим в случае волны H_{11} (рис. 3-7, *б*), для которой критическая волна определяется равенством

$$\lambda_{кр} = 1{,}7\,D.$$

3-5. ЗАТУХАНИЕ ВОЛН В ВОЛНОВОДАХ

Вдоль волновода всегда происходит некоторое затухание волны, т. е. ее энергия постепенно уменьшается. Затухание объясняется тем, что на внутренней поверхности стенок волновода создаются токи, которые расходуют часть своей энергии на нагрев металла. Потери отсутствовали бы только в случае стенок из идеального проводника.

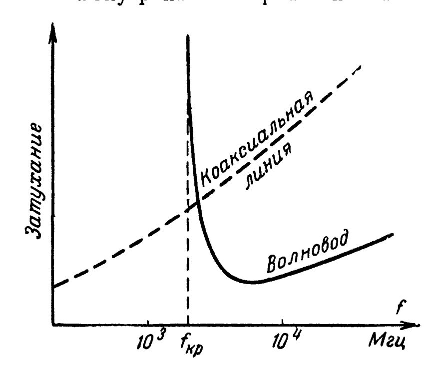


Рис. 3-11. Зависимость затухания от частоты для волновода и для коаксиальной линии.

Токи в стенках волновода всегда направлены перпендикулярно к магнитным силовым линиям, проходящим у поверхности стенки. В случае волн типа E, когда магнитные силовые линии располагаются только в поперечных плоскостях, в стенках имеются лишь продольные токи; в случае же волн типа H в стенках будут и продольные и поперечные токи. Исключение составляет волна H_{01} в круглом волноводе, для которой продольные токи отсутствуют. Токи в стенках имеют наибольшее значение там, где магнитное поле наиболее сильное. Так как для разных типов волн структура поля неодинакова, то различными получаются и токи в стенках. Поэтому и затухание не одно и то же для того или иного типа волн.

При понижении частоты к критическому значению для всех типов волн наблюдается увеличение затухания, что объясняется увеличением числа отражений волн от стенок. Когда частота близка к критической, затухание становится очень большим, и для $f = f_{кр}$ затухание бесконечно велико. Это означает, что критическая волна вообще не проходит вдоль волновода. Но и при значительном повышении частоты затухание также возрастает из-за того, что толщина поверхностного слоя, в котором проходят токи, уменьшается, т. е. его сопро-

тивление увеличивается. Следовательно, на некоторой средней наивыгоднейшей частоте затухание будет наименьшим.

На рис. 3-11 показана примерная кривая зависимости затухания в волноводе от частоты (характеристика затухания) и штрихом дана та же зависимость для коаксиальной линии с таким же внешним диаметром, как у волновода. Из сравнения кривых видны преимущество волновода для передачи волн СВЧ и его непригодность для такой передачи на частотах, меньших $f_{кр}$ или близких к ней.

Для разных типов волн и разных конструкций волноводов получаются различные характеристики затухания с различными значениями $f_{кр}$ и минимального затухания. Особый интерес в этом отношении представляет волна H_{01} в круглом волноводе, для которой с повышением частоты затухание уменьшается. Такая волна особенно пригодна для дальней волноводной связи.

3-6. ОСНОВНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ВОЛНОВОДОВ

В волноводах, как и в двухпроводных линиях, могут наблюдаться бегущие, стоячие и смешанные волны в зависимости от степени отражения на конце волновода.

Режим работы волновода характеризуется коэффициентом бегущей волны, который равен $k_{б.в} = \frac{E_{мин}}{E_{макс}}$, где $E_{мин}$ и $E_{макс}$ — наименьшая и наибольшая величины действующего значения напряженности электрического поля, измеренные при перемещении вдоль волновода какого-либо измерителя напряженности поля.

Если в конце волновода безвозвратно расходуется вся энергия бегущей волны, то в волноводе получается *режим чисто бегущих волн*. Действующее значение напряженности электрического поля в различных точках вдоль волновода тогда будет неизменно (затухание во внимание не принимается) и $k_{б.в} = 1$. Этот режим наиболее выгоден для передачи волн, так как при нем потери в волноводе наименьшие и в нагрузку отдается максимум энергии. Например, в передающих устройствах сантиметрового диапазона волновод соединяет генератор с антенной. Для получения в таком волноводе бегущей волны антенна должна поглощать полностью энергию, передаваемую по волноводу, т. е. антенна как нагрузка должна быть *согласована* с волноводом.

При проведении многих измерений и испытаний на сантиметровых волнах также необходим режим бегущей волны в волноводе. Для его получения в конце волновода помещают *поглощающую* или *оконечную нагрузку*. Она представляет собой проводник с значительным сопротивлением, занимающий некоторый объем, или нанесенный в виде слоя на пластинку диэлектрик. В качестве проводникового материала используют уголь (графит) или смесь угля с другими веществами. Иногда для значительных мощностей применяют водяные нагрузочные сопротивления. Форму и размеры нагрузочного сопротивления и его расположение подбирают в соответствии со структурой поля передаваемой волны так, чтобы по возможности вся энергия поглощалась полностью.

Если на конце волновода волна полностью отражается, то устанавливается *режим стоячих волн*. Полное отражение можно получить, закрыв конец волновода металлической, хорошо проводящей крыш-

кой. Режим стоячих волн используется при различных измерениях. Он удобен для измерения длины волны в волноводе, так как напряженность поля E в узлах равна нулю. Резкое уменьшение величины E до нуля дает возможность точно установить местоположение двух соседних узлов, расстояние между которыми равно половине длины волны в волноводе.

Режим смешанных волн получается, если на конце волновода энергия поглощается лишь частично. Строго говоря, всегда наблюдается именно этот режим, так как практически невозможно получить чисто бегущую или чисто стоячую волну. Особенно трудно создать режим бегущей волны. Считают, что нагрузка хорошо согласована с волноводом, если $k_{б.в}$ получается не меньше 0,8. Во многих случаях даже довольствуются значением $k_{б.в}$ от 0,5 и выше. Режимы работы волновода имеют сходство с режимами для двухпроводной линии (рис. 2-11). Случай, когда конец волновода закрыт, аналогичен короткозамкнутой линии. Однако режим, сходный с режимом разомкнутой линии, получить в волноводе нельзя. Если конец волновода оставить открытым, то волна будет лишь частично отражаться, а частично излучаться в пространство, и поэтому получится режим смешанных волн.

3-7. СВЯЗЬ ВОЛНОВОДОВ С ДРУГИМИ ЦЕПЯМИ

Устройства, связывающие волноводы с другими цепями, служат для возбуждения волн в волноводе или для отбора энергии из волновода. Любое устройство, дающее возбуждение волн, может быть использовано и для приема волн. Рассмотрим эти устройства с точки зрения их применения для возбуждения волн.

Электрическая связь осуществляется с помощью металлического проводника, называемого *штырьком* (или *зондом*) и установленного внутри волновода вдоль электрических силовых линий в большинстве случаев в том месте, где электрическое поле наиболее сильное. Обычно такой штырек служит продолжением внутреннего провода коаксиальной линии, подводящей энергию к волноводу. Так как размеры штырька соизмеримы с длиной волны, то он работает как хорошая антенна.

На рис. 3-12, *а* показано возбуждение волны типа H_{01} в прямоугольном волноводе при помощи штырька, расположенного в пучности электрического поля на расстоянии $\frac{\lambda_в}{4}$ от закрытого конца волновода, служащего для отражения волн. Этот участок волновода длиной $\frac{1}{4}\lambda_в$ подобно четвертьволновой короткозамкнутой линии имеет входное сопротивление, близкое к бесконечности, и практически не влияет на режим работы подводящей линии. Для лучшего согласования линии с волноводом стенку *АБ* делают в виде подвижного поршня и в самой линии применяют согласующие устройства.

Чем больше длина штырька, находящегося в волноводе, тем сильнее связь, т. е. тем больше энергии передается в волновод, подобно тому как более высокая антенна дает более сильное излучение, чем антенна малых размеров. Однако размеры штырька влияют на режим работы подводящей линии.

Изменяя расположение штырька связи, можно возбуждать волны других типов. Для примера на рис. 3-12, *б* показано возбуждение с помощью штырька волн типа E_{01} в круглом волноводе. Более сложные типы волн возбуждаются системой из двух или большего числа штырьков.

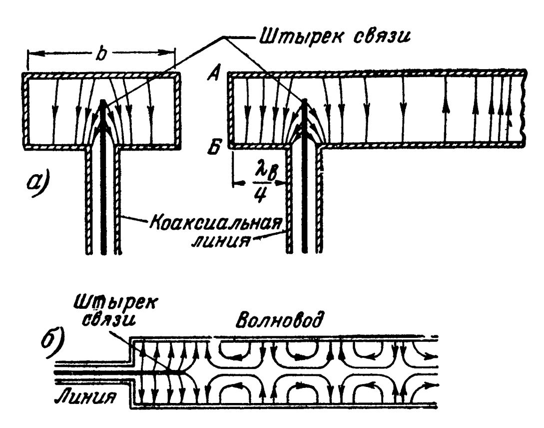


Рис. 3-12. Электрическая связь коаксиальной линии с волноводом для волны H_{01} (*а*) и E_{01} (*б*).

Магнитная связь осуществляется с помощью *витка (петли) связи*, который обычно располагается в месте, где магнитное поле наиболее сильно, причем его плоскость перпендикулярна магнитным силовым линиям.

Так как размеры витка соизмеримы с длиной волны, то он дает эффективное излучение электромагнитных волн и его можно уподобить одновитковой рамочной антенне большого размера. На рис. 3-13 показано одно из возможных положений витка для возбуждения в прямоугольном волноводе волны H_{01}. Чем больше размеры витка, тем сильнее связь. Регулировать связь довольно удобно путем поворота витка. Следует иметь в виду, что магнитная связь всегда сопровождается некоторой электрической связью.

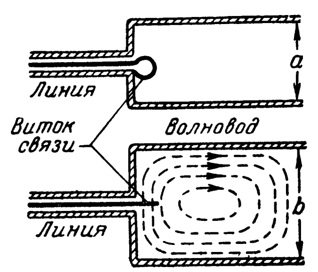


Рис. 3-13. Магнитная связь линии с волноводом для случая волны H_{01}.

Для отбора энергии штырьки или витки связи выполняют функцию приемной антенны. Волны, прошедшие по волноводу, создают своим электрическим полем в приемном штырьке некоторую э. д. с., а в витке связи э. д. с. индуктируется магнитным полем.

Применяется также *дифракционная связь*, т. е. связь через отверстие. Например, можно передать часть энергии волны из одного волновода в другой, если в общей стенке этих двух волноводов сде-

лать отверстие той или иной формы. Такая связь усиливается при увеличении размеров отверстия. При электрической и магнитной связи имеется всегда и некоторая дифракционная связь, так как коаксиальная линия своим открытым концом соединена с волноводом.

3-8. КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ ВОЛНОВОДОВ

Конструктивное выполнение волноводов весьма разнообразно. Рассмотрим кратко основные особенности устройства современных волноводов. Для уменьшения потерь внутреннюю поверхность волновода делают возможно более гладкой и нередко покрывают серебром. Весьма тщательно соединяют отдельные части волновода друг с другом. Важно также свести к минимуму частичные отражения волн от различных неоднородностей, имеющихся в волноводе. К таким неоднородностям относятся, например, повороты и ответвления, а также вращающиеся сочленения двух волноводов. Любые нарушения однородности внутреннего устройства волновода приводят к отражению волн, в результате чего уменьшается $k_{б.в}$, возрастают потери и снижается к. п. д. волновода. Так как приходится все же делать различные нарушения однородности волновода, то их стараются выполнять, соблюдая определенные правила, чтобы уменьшение $k_{б.в}$ было незначительным.

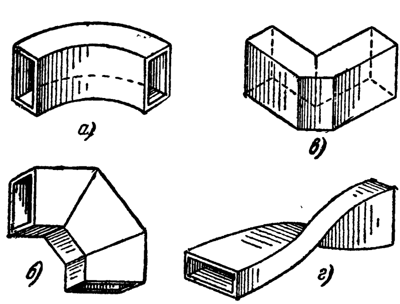


Рис. 3-14. Повороты и скручивание волновода.

Плавные изгибы волновода (рис. 3-14, *а*) делаются с радиусом порядка длины волны. Встречаются и более простые по конструкции *двухуголковые* (рис. 3-14, *б*) и *одноуголковые* (рис. 3-14, *в*) *повороты*, причем размеры уголков строго рассчитываются. Для поворота направлений векторов E и H применяют *скручивание* волновода (рис. 3-14, *г*) на участке длиной не менее $2\lambda_в$. При соединении двух частей волновода, из которых одна часть должна вращаться, прибегают к *дроссельному соединению*, которое устраняет влияние плохого контакта в стыке (рис. 3-15). В этом соединении волноводы снабжены двумя фланцами, между которыми имеется щель длиной $\frac{\lambda}{2}$, эквивалентная полуволновой короткозамкнутой линии. Замыкание на конце этой щели (в точке A) сделано сплошным металлом, а контакт двух поверхностей находится в точке $Б$ на расстоянии $\frac{\lambda}{4}$ от короткозамкнутого конца. В этом месте находится узел тока, и входное сопротивление участка $АБ$ очень велико, поэтому некоторое дополнительное

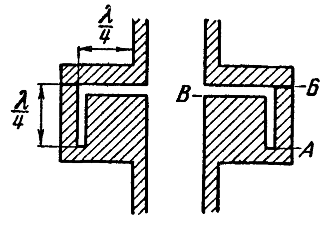


Рис. 3-15. Дроссельное соединение двух частей волновода.

сопротивление, имеющееся в контакте, не играет роли. Зато на входе линии-щели (в точке *В*) будут снова пучность тока и узел напряжения, как и на короткозамкнутом конце, т. е. входное сопротивление в этом месте близко к нулю. Таким образом, обе части волновода соединены через это весьма малое сопротивление, которое почти не зависит от сопротивления контакта в точке *Б*.

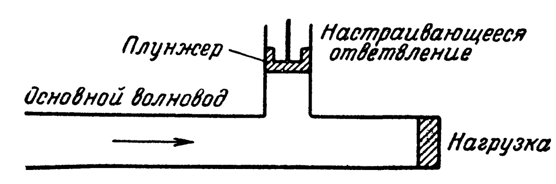


Рис. 3-16. Ответвление у волновода для согласования его с нагрузкой.

Ответвления от волновода делаются для различных целей.

В частности, они иногда применяются для согласования волновода с нагрузкой. Когда сама нагрузка не может быть хорошо согласована с волноводом, но желательно иметь в волноводе режим бегущей волны, то на некотором расстоянии от конца волновода делают ответвление. Длину его регулируют с помощью плунжера, т. е. подвижного короткозамыкающего поршня (рис. 3-16). Подобное настраивающееся ответвление действует так же, как и шлейф для согласования у двухпроводной линии (рис. 2-15). Если длина ответвления меньше $\frac{1}{4}\lambda_в$, то его влияние будет таким же, как у индуктивного шлейфа, т. е. у короткозамкнутой линии с длиной меньше $\frac{\lambda}{4}$. Ответвление с длиной больше $\frac{1}{4}\lambda_в$ действует подобно емкостному шлейфу.

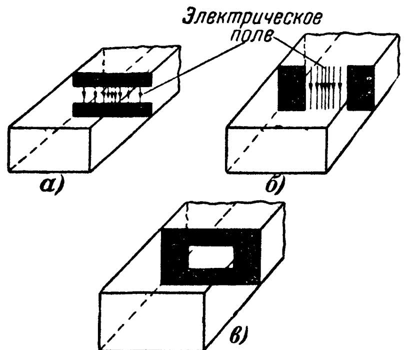


Рис. 3-17. Перегородки в волноводе.

Ответвление создает отраженные волны, амплитуда и фаза которых зависят от настройки ответвления, т. е. от его длины.

Принцип получения бегущих волн в основном волноводе состоит в том, что ответвление настраивают так, чтобы отраженные волны, появившиеся вследствие ответвления, и волны, отраженные от несогласованной нагрузки, имели одинаковые амплитуды, но противоположные фазы. Тогда в основном волноводе эти отраженные волны взаимно уничтожатся и установится режим бегущих волн. Только на участке от нагрузки до ответвления будет режим смешанных волн.

Для согласования нагрузки с волноводом применяют также металлические *отражающие перегородки* или *диафрагмы* (рис. 3-17).

Их размеры и расположение подбираются для получения в основном волноводе взаимного уничтожения волн, отраженных от конца волновода и от перегородки. Если перегородки расположены перпендикулярно электрическому полю (рис. 3-17, *а*), то они сближают заряды, имеющиеся на противоположных стенках волновода, т. е. создают увеличенную емкость и действуют подобно емкостному шунту в линии. При расположении перегородок параллельно электрическим силовым линиям в них возникают токи, создающие свое магнитное поле, и тогда перегородка действует подобно индуктивному шунту (рис. 3-17, *б*).

Применяют также индуктивно-емкостную перегородку, показанную на рис. 3-17, *в*.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ СВЧ

4-1. КОНТУРЫ ОБЫЧНОГО ТИПА

Каждый колебательный контур характеризуется *частотой собственных колебаний* f_0 и *добротностью* Q. Частота f_0 вместе с тем является *резонансной частотой* и, как известно, зависит от емкости и индуктивности контура.

Добротность Q есть отношение *характеристического сопротивления контура* ρ к его активному сопротивлению r, т. е.

$$Q = \frac{\rho}{r}.$$

Напомним, что сопротивление ρ есть реактивное сопротивление емкости или индуктивности контура для резонансной частоты:

$$\rho = 2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C}.$$

Оно характеризует способность реактивных элементов контура запасать энергию. Активное сопротивление r, наоборот, характеризует безвозвратные потери энергии, происходящие в контуре во время колебаний. Поэтому его часто называют *сопротивлением потерь*.

Колебательный контур, предназначенный для того или иного радиотехнического устройства, должен иметь требующуюся резонансную частоту и, кроме того, в большинстве случаев желательно, чтобы он имел высокую добротность Q.

При повышении частоты у колебательных контуров, составленных из катушки и конденсатора, добротность уменьшается и на СВЧ становится недопустимо малой. Действительно, с повышением частоты потери энергии быстро увеличиваются. Вследствие поверхностного эффекта увеличивается сопротивление проводов. Возрастают потери в твердых диэлектриках. Особенно значительными при СВЧ становятся потери на излучение, так как размеры элементов контура получаются одного порядка с длиной волны. Контур работает как антенна и его уже нельзя считать замкнутым. Сильное излучение создает также паразитные связи этого контура с другими цепями.

Увеличение потерь приводит к возрастанию активного сопротивления контура. В то же время характеристическое сопротивление контура значительно уменьшается. Величина ρ связана с первичными параметрами контура L и C соотношением

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Оно легко получается из формулы $\rho = 2\pi f_0 L$, если вместо f_0 подставить $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$.

Для повышения частоты нужно уменьшать L и C контура. Однако значительное уменьшение величины C невозможно, так как в нее входят межэлектродные емкости лампы, подключенной к контуру, и емкость монтажа. Кроме того, часто приходится включать в контур для настройки конденсатор переменной емкости. Поэтому емкость контура обычно не может быть меньше 5—10 *пф*. Вследствие этого приходится для получения нужной частоты уменьшать во много раз индуктивность, а потому величина ρ снижается. В результате добротность контура резко ухудшается и в этом основная причина, заставившая применять на СВЧ иные колебательные системы.

На сантиметровых и частично на дециметровых волнах устройство контуров обычного типа становится вообще невозможным, так как даже короткий проводник, соединяющий электроды лампы и казалось бы просто замыкающий их, обладает слишком большой индуктивностью. Следующий пример дает представление о величине индуктивности, которой должен обладать контур, имеющий емкость $C = 10$ *пф*, для случая, когда частота $f_0 = 1\,000$ *Мгц* ($\lambda = 30$ *см*). Из основной формулы для частоты

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

получаем:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C} \approx \frac{1}{4 \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot 10^{12} \cdot 10 \cdot 10^{-12}} =$$

$$= 0{,}25 \cdot 10^{-8} \textit{гн} = 0{,}0025 \textit{ мкгн}.$$

Прямолинейный проводник длиной в 1 *м* имеет индуктивность порядка 1—2 *мкгн*. Следовательно, в данном случае индуктивность контура должна представлять собой проводник длиной всего лишь в несколько миллиметров, что явно неосуществимо.

Таким образом, контуры обычного типа, как правило, могут быть использованы лишь на волнах не короче метровых. Только на наиболее длинных дециметровых волнах (70—100 *см*) встречаются контуры, у которых в качестве индуктивности используется полувиток трубки или проволоки. Емкостью такого контура обычно служит межэлектродная емкость лампы, причем для уменьшения ее влияния и для настройки контура включают последовательно конденсатор переменной емкости с максимальной емкостью в несколько пикофарад. Подобные контуры обладают довольно низкой добротностью, но все же они применяются любителями довольно часто, главным образом в приемниках и волномерах для диапазона частот 420—435 *Мгц*.

4-2. КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ В ВИДЕ РЕЗОНАНСНЫХ ЛИНИЙ

В гл. 2 было показано, что разомкнутая или короткозамкнутая линии, имеющие длину, кратную $\frac{\lambda}{4}$, эквивалентны последовательному или параллельному резонансному контуру. Отрезки симметричных или коаксиальных линий служат наиболее распространенными колебательными системами для диапазона дециметровых волн.

В большинстве приемных и передающих схем встречаются главным образом параллельные контуры, например анодные контуры в каскадах усиления высокой частоты и в генераторах. Поэтому основным типом контура для дециметровых волн служит четвертьволновый отрезок короткозамкнутой симметричной или коаксиальной линии. Входное сопротивление такой линии при настройке в резонанс имеет весьма большую величину и является чисто активным. При расстройке в ту или другую сторону от резонанса входное сопротивление уменьшается и приобретает емкостный или индуктивный характер. Как известно, именно так изменяется вблизи резонанса полное сопротивление параллельного резонансного контура.

Резонансные линии, работающие в качестве колебательных контуров, обладают очень высокой добротностью, величина которой может доходить до нескольких тысяч. Зависимость добротности линии, работающей на основной частоте, от параметров линии и длины волны дается следующей простой формулой:

$$Q = \frac{2\pi Z_в}{\lambda R_1},$$

где $Z_в$ — волновое сопротивление линии, *ом*;
R_1 — ее погонное сопротивление потерь, *ом/м*;
λ — рабочая длина волны, *м*.

Например, для коаксиальной линии, имеющей $Z_в = 60$ *ом* и $R_1 = 0,1$ *ом/м*, при длине волны $\lambda = 60$ *см* получаем:

$$Q = \frac{2 \cdot 3,14 \cdot 60}{0,6 \cdot 0,1} = 6\,280.$$

Из приведенной формулы видно, что с укорочением длины волны, т. е. с повышением частоты, добротность увеличивается, так как λ стоит в знаменателе. При этом, правда, возрастает R_1, но не так значительно.

Величина R_1 в омах на метр определяется приближенно для симметричной линии по формуле $R_1 = \frac{3}{d\sqrt{\lambda}}$, где d — диаметр провода в миллиметрах и λ — длина волны в метрах, а для коаксиальной линии — по формуле $R_1 = \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d}\right)\frac{1,5}{\sqrt{\lambda}}$, где D и d—диаметры внешнего и внутреннего проводов в миллиметрах.

Повышение добротности при укорочении волны — большое преимущество резонансных линий по сравнению с обычными контурами.

Если изменять диаметр проводов линии и расстояние между ними, то добротность будет изменяться. Наибольшая добротность получается для симметричной линии в случае, когда $b/d = 3$, а для коа-

ксиальной линии — при отношении диаметров, равном 3,6. При отклонении от этих наивыгоднейших геометрических размеров добротность уменьшается сравнительно медленно. На практике обычно размеры линий выбираются из конструктивных соображений и могут значительно отличаться от наивыгоднейших.

Как отмечалось в гл. 2, линия в отличие от обычного контура может резонировать не только на основной частоте, но и на высших гармониках. При работе линии на основной частоте добротность получается наибольшей, так как длина линии в этом случае наименьшая. А если в качестве параллельного контура применить короткозамкнутую линию, работающую, например, на третьей гармонике, то ее длина должна быть равна не $\frac{\lambda}{4}$, а $\frac{3}{4}\lambda$, т. е. втрое больше. Потери в ней будут, конечно, больше и добротность уменьшится.

Резонансная линия обычно бывает подключена к лампе, и поэтому к входу линии оказывается присоединенной межэлектродная емкость (рис. 4-1). В этом случае колебательной системой служит линия совместно с емкостью лампы C и для получения резонанса на некоторой частоте f_0 необходимо, чтобы входное сопротивление линии $Z_{вх}$ было индуктивным и равным емкостному сопротивлению $\frac{1}{2\pi f_0 C}$. Короткозамкнутая линия имеет индуктивное входное сопротивление при длине, меньшей, чем $\frac{\lambda}{4}$. Таким образом, практически приходится брать не четвертьволновую, а более короткую линию.

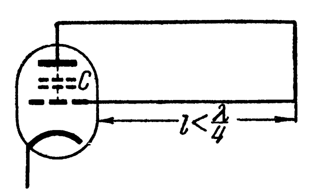


Рис. 4-1. Контур в виде короткозамкнутой линии.

В любительской аппаратуре в диапазон частот 420—435 *Мгц* (особенно в передатчиках) чаще всего применяют контуры в виде резонансных симметричных линий, сделанных из медных или алюминиевых трубок, стержней или полос. Такие контуры наиболее просты, хотя и уступают по качеству контурам в виде коаксиальных линий.

4-3. НАСТРОЙКА РЕЗОНАНСНЫХ ЛИНИЙ

Настройка резонансных линий на разные частоты необходима в диапазонных приемниках и передатчиках. Но и при работе на одной частоте колебательная система должна иметь возможность подстройки на нужную частоту.

Симметричную резонансную линию настраивают чаще всего с помощью подвижного короткозамыкателя, перемещая который вдоль линии, можно менять ее длину (рис. 4-2, *а*). Недостаток этого метода заключается в непостоянстве трущегося контакта. Чтобы устранить его, нередко линию настраивают конденсатором переменной емкости, включенным на ее вход (рис. 4-2, *б*). Увеличение его емкости дает настройку на более длинную волну. Иногда конденсатор для настройки включают в конец линии вместо короткозамыкателя (рис. 4-2, *в*). Тогда, если емкость его велика, а, следовательно, сопротивление мало, то линия близка к короткозамкнутой и резонансная длина

волны примерно в 4 раза больше длины линии В случае же наименьшей емкости линия близка к разомкнутой и резонансная длина волны получается примерно в 2 раза длиннее линии. Практически удается получить диапазон с отношением $\frac{\lambda_{макс}}{\lambda_{мин}}$ несколько меньше 2.

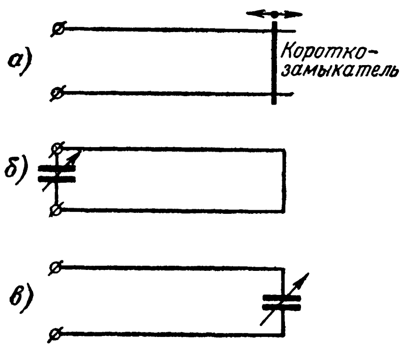


Рис. 4-2. Различные способы настройки резонансной линии.

Оригинальный метод настройки линии состоит в изменении скорости распространения волн вдоль линии. Частота колебаний f, длина волны λ и скорость распространения v связаны известной зависимостью $f = \frac{v}{\lambda}$, из которой следует, что при одной и той же длине волны различным значениям скорости соответствуют различные частоты.

Если взять короткозамкнутую линию с некоторой постоянной длиной l, то она будет эквивалентна резонансному параллельному контуру, когда $l = \frac{\lambda}{4}$ или $\lambda = 4l$ (для работы на основной частоте). Это условие можно сохранить для различных частот, если пропорционально частоте изменять скорость распространения. У обычных линий скорость распространения волн близка к скорости света и зависит от погонных параметров линии. Она равна:

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}.$$

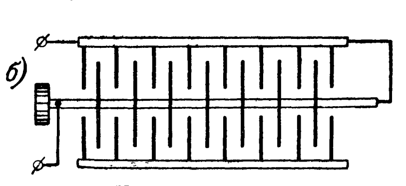


Рис. 4-3. Настройка линии путем изменения ее погонной емкости.

Видно, что v можно изменять путем изменения одного из параметров L_1 и C_1 при постоянстве второго или при одновременном изменении L_1 и C_1 в одну и ту же сторону. Например, в колебательной системе, приведенной на рис. 4-3, *а* вдоль четвертьволновой короткозамкнутой линии расположен ряд переменных емкостей, которые дают возможность изменять погонную емкость C_1 без изменения величины L_1, так как расстояние между проводами, несущими ток, не изменяется. В простейшем случае подобную колебательную систему может выполнять обычный конденсатор переменной емкости, замкнутый на одном конце, как показано на рис. 4-3, *б* Ось ротора служит одним проводом линии, а болты, на которых собран статор, служат вторым проводом. Геометрическая длина такого конденсатора значительно меньше, чем $\frac{1}{4}\lambda$. Следует напомнить, что у обычной линии при сближении проводов C_1 увеличивается, но L_1 во столько

же раз уменьшается, так что произведение L_1C_1, а следовательно, и скорость v остаются неизменными.

Колебательные системы в виде симметричных линий обладают тем недостатком, что они создают значительное внешнее электромагнитное поле. Вследствие этого образуются паразитные связи с другими цепями и большие потери на излучение. В таких линиях весьма заметны потери в самих проводах, имеющих сравнительно малый диаметр. Для устранения излучения и паразитных связей иногда применяют экранировку линий, но и в этом случае потери остаются значительными.

Более высокими качествами обладают контуры, сделанные из коаксиальных линий. Потери в них малы, так как провода имеют большую поверхность, а излучение отсутствует благодаря тому, что

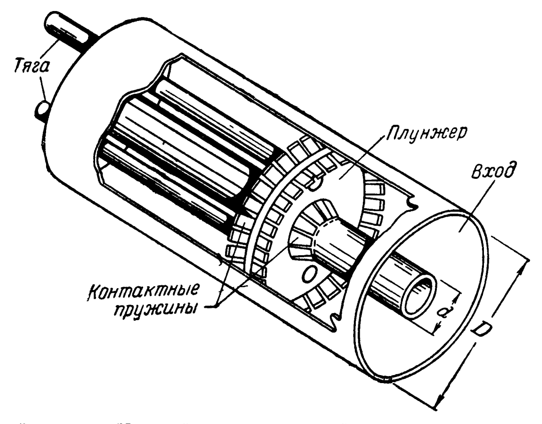


Рис. 4-4. Настройка коаксиальной линии с помощью короткозамыкающего плунжера.

внешний проводник представляет собой экран. Очевидно, что устраняются и паразитные связи с другими цепями. Все точки наружной поверхности внешнего провода коаксиальной линии имеют нулевой потенциал, и поэтому линия может быть смонтирована без всякой изоляции. Коаксиальные резонансные линии удобны еще потому, что для работы с ними выпускаются специальные лампы, у которых выводы от электродов имеют цилиндрическую форму. Такие выводы вместе с внешним коаксиальным контуром составляют один общий контур.

Коаксиальные контуры чаще всего настраивают изменением их длины или изменением емкости на входе линии. В первом случае вдоль линии перемещается короткозамыкающий поршень-плунжер (рис. 4-4). Этот метод позволяет вести настройку в довольно широких пределах. Необходимо, чтобы плунжер перемещался легко и плавно и вместе с тем имел хороший контакт по всей окружности как с внешним, так и с внутренним проводником. Для получения лучшего контакта по окружности плунжера делают гибкие контактные пружины.

Несмотря на то, что были предложены многочисленные конструкции плунжеров, все же трущийся контакт с проводами линии создает

значительные потери и не обладает постоянством. Можно устранить трущийся контакт и сделать небольшой зазор между плунжером и проводниками линии. Тогда линия будет уже не короткозамкнутая, а нагруженная на емкость, образованную этим зазором. При таком бесконтактном плунжере настройка получается на более узкий диапазон. Кроме того, трудно получить постоянство настройки, так как возможны изменения величины зазора.

Часто применяется настройка с помощью конденсатора переменной емкости на входе коаксиальной линии. Однако устройство такого конденсатора с изменением емкости в больших пределах представляет трудности. Его легче осуществить в контурах приемников и маломощных генераторов, где напряжения невысокие, а следовательно,

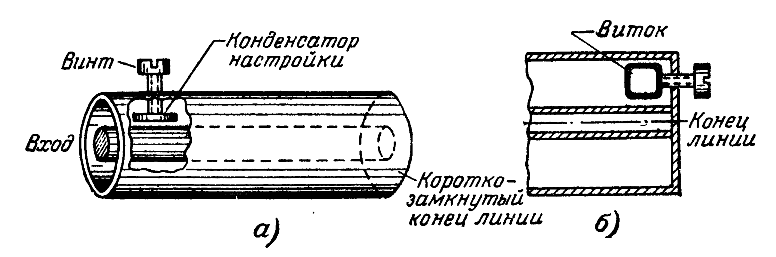


Рис. 4-5. Настройка линии с помощью конденсатора (*а*) и с помощью короткозамкнутого витка (*б*).

возможно установить малое расстояние между обкладками конденсатора. В более мощных генераторах, работающих с высокими напряжениями, это расстояние должно быть значительным. Простая конструкция подобного конденсатора показана на рис. 4-5, *а*, но она не позволяет проводить настройку в достаточно широком диапазоне.

Метод настройки коаксиальной линии изменением емкости на ее конце менее удобен, так как тогда приходится устранять короткое замыкание на конце линии и в этом месте получается значительное излучение. Настройку изменением погонной емкости в коаксиальной линии осуществить трудно.

Представляет интерес настройка с помощью короткозамкнутого витка (рис. 4-5, *б*), поворачивая который, можно изменять индуктивность линии. Но этот метод дает настройку в небольшом диапазоне. Для более значительного изменения индуктивности необходимо увеличивать размеры витка, толщину его провода и помещать его возможно ближе к пучности тока, т. е. к концу линии, где магнитное поле наиболее сильное. Наименьшая индуктивность получается при положении витка, изображенном на рис. 4-5, *б*, а при повороте его на 90° индуктивность будет наибольшая.

4-4. СВЯЗЬ РЕЗОНАНСНЫХ ЛИНИЙ С ДРУГИМИ ЦЕПЯМИ

Связь резонансных линий с другими цепями применяется как для отбора энергии электромагнитного поля от этих линий, так и для подведения к ним энергии. Симметричные линии чаще всего связывают с другими цепями *индуктивно*. Для связи применяется виток

или полувиток провода (рис. 4-6). Чем больше размеры этого витка и чем ближе он к короткозамкнутому концу линии, тем сильнее связь. Кроме того, связь будет более сильной, если плоскости линии и витка параллельны друг другу, особенно если виток расположен в плоскости самой линии. В этом случае виток пронизывается наиболее сильным магнитным потоком. Изменение связи достигается перемещением витка относительно линии. Можно, например, поворачивать плоскость витка относительно плоскости линии.

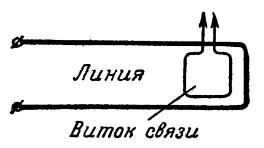


Рис. 4-6. Индуктивная связь линии с другими цепями.

Коаксиальная резонансная линия, будучи соединена с электронной лампой, представляет собой полностью экранированную систему. Поэтому элементы связи нужно вводить внутрь линии. На рис. 4-7 показаны основные виды связи.

Индуктивная или магнитная связь (рис. 4-7, *а*) осуществляется с помощью витка связи, который обычно служит окончанием коаксиальной соединительной линии и располагается вблизи конца линии, где магнитное поле наиболее сильное. Для изменения связи виток поворачивают и тогда изменяется величина магнитного потока, пронизывающего виток.

Емкостная или *электрическая связь* показана в двух вариантах на рис. 4-7, *б* и *в*. В этом случае внутрь линии в радиальном направлении вводят *штырек,* иногда называемый *зондом*. Благодаря тому

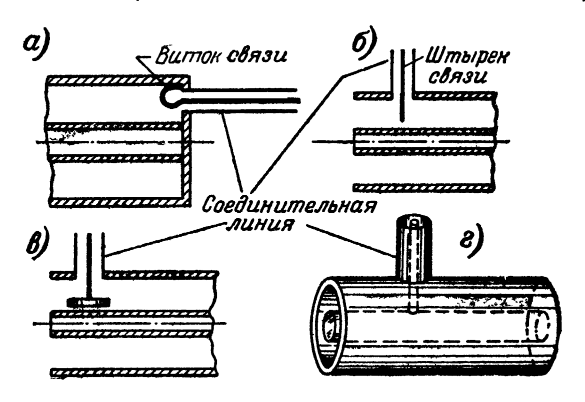


Рис. 4-7. Способы связи коаксиальной линии с другими цепями.

что он располагается вдоль электрических силовых линий, в нем создается некоторая переменная э. д. с. (при отборе энергии). Штырек обычно представляет собой конец внутреннего провода коаксиального кабеля. Чем больше длина этого штырька, т. е. чем глубже он «погружен» в электрическое поле, тем сильнее связь. Иногда для увеличения связи на конец штырька устанавливают пластинку (рис. 4-7, *в*). Приближая ее к внутреннему проводу резонансной, линии, связь можно усилить. Связь тем сильнее, чем ближе располо-

жен штырек к пучности напряжения, т. е. началу линии, где электрическое поле наиболее сильное.

В некоторых схемах применяется *непосредственная связь* (рис. 4-7, *г*), аналогичная автотрансформаторной связи в обычных контурах. Ее недостаток — невозможность изменения величины связи.

4-5. ОБЪЕМНЫЕ РЕЗОНАТОРЫ

Резонансные линии служат основными колебательными системами для дециметровых волн, но на сантиметровых волнах длина линии получается такого же порядка, как ее диаметр, и о линии вообще уже говорить нельзя. Даже на наиболее коротких дециметровых волнах (10—30 *см*) применение резонансных линий часто становится неудобным.

Основным типом колебательных систем для сантиметровых волн (и отчасти для дециметровых) служат *объемные резонаторы*. Они известны также под названием *объемные контуры* или *полые резонаторы*.

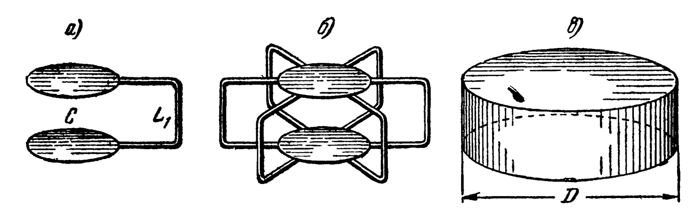


Рис. 4-8. Переход от обычного контура (*а*) к объемному резонатору (*в*).

На рис. 4-8 показан переход от контура с сосредоточенными параметрами к объемному резонатору. Пусть контур имеет емкость в виде конденсатора *C*, образованного двумя круглыми пластинками, и индуктивность в виде прямоугольного витка L_1 (рис. 4-8, *а*). Как мы знаем, добротность такого контура на СВЧ получается весьма низкой. Если подключить к конденсатору параллельно несколько витков (рис. 4-8, *б*), то индуктивность и активное сопротивление уменьшатся. В результате этого повысятся собственная частота контура f_0 и его добротность Q. Например, если включить 25 витков, то индуктивность уменьшится в 25 раз, а частота увеличится в 5 раз, так как

$$L = \frac{L_1}{25} \quad \text{и} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Характеристическое сопротивление контура уменьшится в 5 раз, что следует из формулы $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$, а активное сопротивление контура r уменьшится в 25 раз (если считать его сосредоточенным только в витках). Поэтому добротность контура, равная $Q = \frac{\rho}{r}$, возрастает в 5 раз. Увеличивая число витков, присоединяемых к конденсатору *C*, придем к случаю, когда все витки сольются в одну общую замкнутую

металлическую поверхность (рис. 4-8, *в*). Если для этого надо N витков, то на основании приведенного выше примера можно считать, что резонансная частота и добротность возрастут в $\sqrt{N}$ раз.

Таким образом, колебательный контур превратился в закрытую металлическую коробку цилиндрической формы, представляющую собой один из вариантов объемного резонатора. При этом в действительности добротность контура возрастает не в $\sqrt{N}$ раз, а гораздо больше вследствие того, что индуктивность контура превратилась в замкнутую металлическую поверхность, т. е. представляет собой хороший экран, и поэтому электромагнитное поле существует только внутри резонатора.

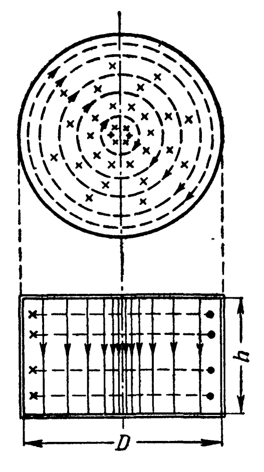


Рис. 4-9. Поле в цилиндрическом объемном резонаторе.

Объемный резонатор подобно коаксиальной резонансной линии представляет собой экранированную колебательную систему, в которой потери на излучение отсутствуют и нет внешнего поля, способного создать паразитные связи с другими цепями. Кроме того в объемном резонаторе нет потерь в твердых диэлектриках и активное сопротивление стенок резонатора очень мало благодаря их большой поверхности. В результате всего этого, если от резонатора не отбирается энергия, то его добротность может доходить до десятков тысяч. Удобно также то, что наружная поверхность объемного резонатора имеет нулевой потенциал и не несет на себе токов. Поэтому объемные резонаторы могут монтироваться без изоляции.

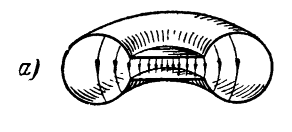
Колебательный процесс в резонаторе по существу представляет собой стоячие электромагнитные волны, возникшие благодаря отражению волн от стенок резонатора. Наличие стоячих волн внутри резонатора объясняет то, что его линейные размеры обычно получаются порядка половины длины волны.

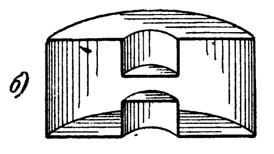
На рис. 4-9 показаны силовые линии электрического и магнитного полей в *цилиндрическом резонаторе,* являющемся одним из простейших по своей конструкции. Электрические силовые линии идут от одного основания цилиндра к другому, а магнитные силовые линии в виде концентрических колец окружают электрическое поле. Такая структура поля — простейшая, но в объемных резонаторах могут существовать колебания и других видов, имеющие различную структуру поля.

Исторически одним из первых был *тороидальный резонатор* (рис. 4-10, *а*). Электрическое поле в нем сосредоточено главным образом в средней части между двумя дисками, а магнитные силовые линии расположены кольцами вокруг электрического поля. Однако такой резонатор сложен в изготовлении. Наиболее распространенные виды тороидальных резонаторов показаны на рис. 4-10, *б* и *в*.

Резонаторы, изображенные на рис. 4-10, *б* и *в,* называют иначе коаксиальными. Действительно, резонатор по рис. 4-10, *в* составлен

из двух коаксиальных цилиндров и напоминает коаксиальную линию, короткозамкнутую на одном конце и имеющую некоторую емкость на другом. Но все же его нельзя назвать линией, так как он имеет размеры внутренней полости одного порядка в радиальном и осевом направлениях, а у линии длина должна быть значительно больше разности радиусов. Конечно, резкой границы между коаксиальным объемным резонатором и коаксиальной линией провести нельзя. Если у коаксиального объемного резонатора увеличивать отношение высоты h к радиальному размеру $r_2 - r_1$, то он постепенно превратится в коаксиальную линию.





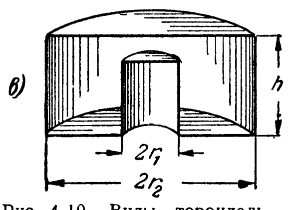


Рис. 4-10. Виды тороидальных резонаторов.

В некоторых случаях применяют резонаторы, подобные изображенным на рис. 4-10, *б* и *в*, но имеющие размер $r_2 - r_1$ значительно больше высоты h. Их называют резонаторами типа *радиальной линии*. Иногда применяются объемные резонаторы прямоугольной формы (в виде параллелепипеда). Возможно устройство резонаторов и многих других форм.

4-6. ВИДЫ КОЛЕБАНИЙ В ОБЪЕМНЫХ РЕЗОНАТОРАХ

Объемный резонатор в отличие от обычного колебательного контура имеет не одну собственную частоту, а множество резонансных частот. Это свойство характерно для колебательных систем с распределенными параметрами, и мы уже встречались с ним, рассматривая резонансные линии. У линий резонанс на той или иной гармонике определяется числом четвертей или половин стоячей волны, укладывающихся вдоль линии. В объемных резонаторах различное число стоячих полуволн может укладываться не в одном направлении, а вдоль всех трех размеров. Так как эти размеры могут находиться в любом соотношении между собой, то резонансные частоты объемного резонатора нельзя назвать гармониками. Они не обязательно в целое число раз больше основной частоты.

Для классификации видов колебаний в объемных резонаторах применяется система обозначений, аналогичная той, которая используется для волноводов. Чтобы познакомиться с ней, выясним возможность превращения волновода в объемный резонатор.

Прямоугольный или цилиндрический объемный резонатор можно рассматривать как короткий волновод, закрытый с обоих концов металлическими стенками. Вдоль него бегущие волны распространяться не могут, и поэтому режим стоячих волн в нем получится не только в поперечном сечении, но и в продольном направлении. Резонанс будет наблюдаться на частотах, для которых вдоль волновода укладывается целое число стоячих полуволн $\frac{\lambda_в}{2}$. Соответственно

этому для указания вида колебаний в объемном резонаторе берут обозначение соответствующей волны в волноводе, но только добавляют третью цифру в индексе, которая показывает число стоячих полуволн в осевом направлении.

Простейший вид колебаний, для которого поле было показано на рис. 4-9, имеет обозначение E_{010} или TM_{010}. Его следует понимать так, что магнитные силовые линии расположены только в поперечной плоскости, т. е. перпендикулярно оси, причем вдоль полуокружности стоячих волн нет (первая цифра индекса — нуль) и вдоль оси их также нет (третья цифра индекса — нуль), а вдоль радиуса имеется один максимум (вторая цифра индекса — единица).

Для этого типа колебаний характерно то, что собственная частота не зависит от высоты резонатора h, а определяется только его диаметром D:

$$f_{0\,(Мгц)} = \frac{22\,900}{D_{(см)}}$$

или

$$\lambda_{(см)} = 1{,}3D_{(см)}.$$

Структуры полей для некоторых других типов колебаний в том же резонаторе изображены на рис. 4-11. На рис. 4-11, *а* показано поле для колебаний типа H_{011} (или TE_{011}), а на рис. 4-11, *б* дана структура поля колебаний типа H_{111}.

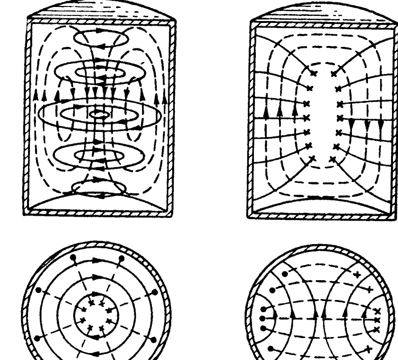


Рис. 4-11. Распределение поля для волн типов H_{011} (*а*) и H_{111} (*б*) в цилиндрическом объемном резонаторе.

Возможно также возбуждение других колебаний высших порядков, частоты которых в большинстве случаев не кратны основной (наинизшей) частоте. Для этих колебаний цифры в индексе могут быть равны 2, 3, 4 и т. д., что означает распределение вдоль соответствующего размера не одной, а двух, трех, четырех и т. д. стоячих полуволн.

Получение в резонаторе колебаний того или иного типа зависит от частоты возбуждающих резонатор внешних колебаний и от способа возбуждения, т. е. от того, какое устройство применяется для возбуждения. Колебания высших порядков обычно на практике не используются. Однако они могут возникнуть как вредные (паразитные) колебания.

4-7. СВЯЗЬ ОБЪЕМНЫХ РЕЗОНАТОРОВ С ДРУГИМИ ЦЕПЯМИ

Связь объемных резонаторов с другими цепями, в частности с другими резонаторами, осуществляется так же, как и в волноводах. Элементы связи служат либо для возбуждения колебаний в резонаторах, либо для отбора от них энергии.

Электрическая связь устраивается с помощью штырька (рис. 4-12, *а*), а *магнитная связь* — с помощью витка (рис. 4-12, *б*). Все то, что говорилось о них применительно к волноводам, относится и к объем-

ным резонаторам. Эти виды связи аналогичны емкостной и индуктивной связям в обычных контурах. На рис. 4-12, *в* и *г* показаны эквивалентные схемы, подчеркивающие это сходство. Нередко электрическая или магнитная связь применяется в резонаторе дважды: один раз

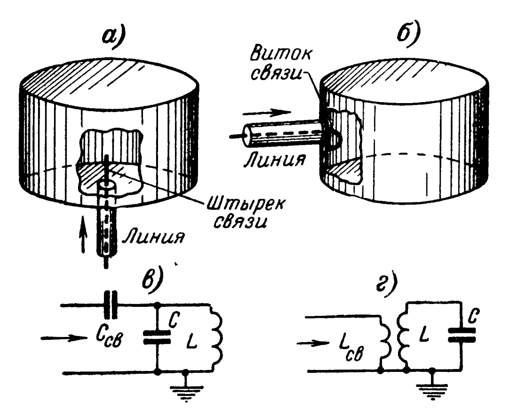
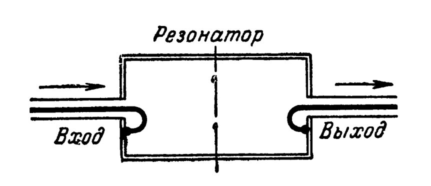
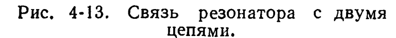


Рис. 4-12. Электрическая (*а*) и магнитная (*б*) связь резонатора с другими цепями и их эквивалентные схемы (*в* и *г*).

для возбуждения колебаний, а другой раз — для отбора энергии (рис. 4-13).

Связь объемных резонаторов с волноводами делается часто *дифракционная* — через отверстие, причем для согласования обычно устанавливают диафрагмы (рис. 4-14). В некоторых устройствах связь




Рис. 4-13. Связь резонатора с двумя цепями.

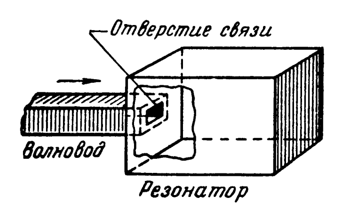


Рис. 4-14. Дифракционная связь волновода с объемным резонатором (через отверстие).

с резонатором осуществляют с помощью электронного потока, для пропускания которого в противоположных стенках резонатора делают отверстия (рассматривается в гл. 5).

Добротность объемных резонаторов, связанных с другими цепями, получается значительно меньше, чем при отсутствии связи. Отбор энергии от резонатора равносилен увеличению в нем потерь. Поэтому всегда нужно различать *добротность самого резонатора*, не имеющего связи с другими цепями, *и добротность нагруженного резонатора.*

4-8. НАСТРОЙКА ОБЪЕМНЫХ РЕЗОНАТОРОВ

Настраивать объемные резонаторы на необходимый диапазон частот можно путем изменения их объема. На рис. 4-15 показаны различные способы изменения объема резонаторов. Подвижный поршень (рис. 4-15, *а*) обладает теми же недостатками, что и в коаксиальной резонансной линии. Часто встречается конструкция, показанная на рис. 4-15, *б*, в которой внутренний цилиндр резонатора может ввинчиваться и вывинчиваться.

Этот метод удобен и дает настройку в широком диапазоне. Если внутренний цилиндр полностью вывинчен, то резонатор будет цилиндрическим и частота его получается наиболее высокой. При постепенном ввинчивании цилиндра резонатор превращается в коаксиальный и собственная частота у него понижается. Иногда у резонатора делают упругую гофрированную стенку, которую можно прогибать с помощью нажимного винта (рис. 4-15, *в*).

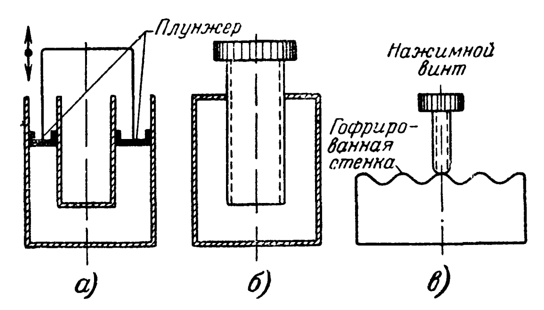


Рис. 4-15. Настройка объемного резонатора путем изменения его объема.

Другой метод настройки состоит во включении в резонатор конденсатора переменной емкости. Перемещение внутри резонатора винта с пластинкой дает также некоторое изменение объема, но основное влияние на частоту оказывает изменение емкости в пучности электрического поля или вблизи нее. Увеличение этой емкости дает уменьшение собственной частоты резонатора.

Для изменения частоты в небольших пределах (для подстройки) часто применяют ввинчивание винтов внутрь резонатора.

Иногда для этого используют вращение короткозамкнутого витка или металлического диска в пучности магнитного поля или вблизи нее. Такой способ дает повышение собственной частоты, при этом оно будет наибольшим в случае, когда плоскость витка или диска перпендикулярна магнитным силовым линиям.

Существующие устройства для настройки коаксиальных резонансных линий и объемных резонаторов все же не совершенны. Во многих случаях они имеют трущиеся контакты, и в этом заключается их главный недостаток. Кроме того, очень трудно получить изменение частоты в широком диапазоне. Радиолюбителям-конструкторам следует обратить внимание на разработку новых способов настройки этих колебательных систем без применения трущихся контактов

4-9. ДРУГИЕ ТИПЫ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Для дециметрового диапазона волн было предложено еще много других типов колебательных контуров. Большинство из них представляет собой нечто среднее между обычным контуром и колебательной системой с распределенными параметрами. Однако широкого применения они не получили.

Некоторое применение имеет контур типа «бабочка» (рис. 4-16, *а*), который следует отнести к контурам с сосредоточенными параметрами. Конструкция его напоминает своеобразный конденсатор переменной емкости. Ротор делается из пластин, имеющих два сектора по 90°, и никуда не включается. Статор также имеет два сектора по 90°, соединенных друг с другом металлическими дугами *ВГ* и *ДЕ*. Число пластин обычно равно 5—7. Контур включается в точках *А* и *Б*. При таком включении резонансное сопротивление его получается наибольшим.

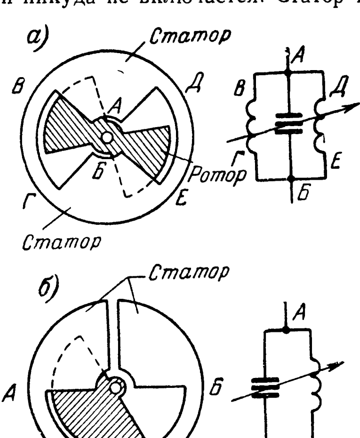


Рис. 4-16. Контуры типа «бабочка» (*а*) и «полубабочка» (*б*) и их эквивалентные схемы.

Эквивалентная схема контура показывает, что в нем имеются две индуктивные ветви по $^1/_4$ витка каждая, функцию которых выполняют дуги *ВГ* и *ДЕ*, и емкостная ветвь, образованная двумя последовательно включенными конденсаторами переменной емкости. Если ротор поставить в положение наибольшей емкости, то индуктивность также будет наибольшей, а следовательно, частота — наименьшей. При повороте ротора на 90° емкость станет наименьшей и индуктивность также уменьшится. Это объясняется тем, что ток, протекающий в дуге *ВГ* (или *ДЕ*), индуктирует вихревые токи в близко расположенных роторных пластинках. Магнитное поле этих токов ослабляет поле основного тока. Уменьшение магнитного поля означает уменьшение индуктивности. В этом положении частота получается наивысшая.

Достоинство контура «бабочка» заключается в том, что в нем одновременно меняются емкость и индуктивность, благодаря чему получается довольно широкий диапазон (в некоторых случаях порядка 200—1 000 *Мгц*). Такие высокие частоты получаются благодаря последовательному соединению двух емкостей и параллельному соединению двух малых индуктивностей. Недостатки этого контура заключаются в сравнительно невысокой добротности (порядка 300—600), отсутствии экранировки и в повороте ротора только на 90°. Последний недостаток устраняется в контуре типа «полубабочка» (рис. 4-16, *б*), в котором ротор вращается на 180°. В этом контуре вместо двух параллельно соединенных индуктивностей имеется одна индуктивность в виде полувитка Контуры «бабочка» и «полубабочка» применяют иногда в гетеродинах для дециметровых волн.

Принцип их работы и конструкции представляют собой пример остроумной комбинации обычных емкостей и индуктивностей для создания контура дециметрового диапазона. Разработка новых типов колебательных контуров для СВЧ представляет весьма интересную проблему, на которую также должны обратить внимание радиолюбители-конструкторы.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ

5-1. ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ЭЛЕКТРОНОВ С ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПОЛЕМ

Чтобы ознакомиться с работой электронных ламп на СВЧ, необходимо вспомнить законы взаимодействия электронов с электрическим полем.

На рис. 5-1 показано несколько основных случаев движения одиночного электрона в равномерном (однородном) электрическом поле, созданном между двумя электродами. Эти электроды обозначены

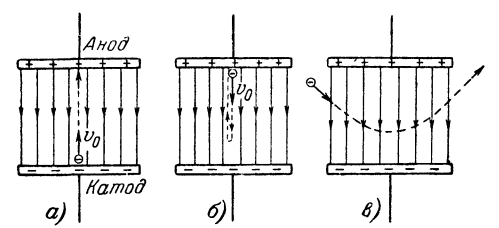


Рис. 5-1. Различные случаи движения электрона в равномерном электрическом поле.

на рис. 5-1 как анод и катод, но могут представлять собой и любую другую пару электродов какого-либо электронного прибора.

В первом случае (рис. 5-1, *а*) электрон влетает в поле со стороны катода, имея начальную скорость v_0. Для такого электрона поле будет *ускоряющим*. Оно действует на электрон с постоянной силой и заставляет его двигаться прямолинейно и равномерно-ускоренно вдоль силовых линий по направлению к аноду. При этом происходит увеличение кинетической энергии электрона за счет уменьшения энергии поля, так как поле совершает работу по перемещению электрона, т. е. расходует свою энергию. Таким образом, *в ускоряющем электрическом поле электрон отнимает энергию от поля.*

Для работы электронных ламп на СВЧ особое значение имеет время пролета электрона в пространстве между электродами.

Если электрон попадает в равномерное ускоряющее поле, не имея начальной скорости, и пролетает в этом поле ускоренно некоторое расстояние d, то конечная скорость электрона определяется по формуле

$$v = 6 \cdot 10^5 \sqrt{U}, \text{ м/сек},$$

где U — разность потенциалов между конечными точками пути в вольтах. Например, при $U = 100$ *в* получаем $v = 6 \cdot 10^5 \sqrt{100} = 6 \cdot 10^6$ *м/сек* = 6 000 *км/сек*.

Так как электрон движется равномерно-ускоренно, то его средняя скорость равна полусумме начальной и конечной скоростей, т. е. половине конечной скорости:

$$v_{ср} = 0{,}5\,v = 3 \cdot 10^5 \sqrt{U}.$$

Отсюда следует, что время пролета равно:

$$t_{пр} = \frac{d}{v_{ср}} = \frac{d}{3 \cdot 10^5 \sqrt{U}}.$$

Если, например, $U = 100$ *в* и $d = 1$ *мм*, то время пролета составляет

$$t_{пр} = \frac{0{,}001}{3 \cdot 10^6} = 0{,}33 \cdot 10^{-9} \text{ сек.}$$

В действительности в электронных лампах движется огромное количество электронов, которые создают в пространстве между электродами отрицательный *объемный (пространственный)* заряд. Он тормозит движение электронов и нарушает равномерность поля. Поэтому средняя скорость электронов несколько уменьшается, а время пролета в межэлектродном пространстве увеличивается (примерно в 1,5 раза). Практически время пролета в лампах получается порядка 10^{-8}—10^{-10} *сек*.

Если электрон влетает в поле со стороны анода (рис. 5-1, *б*), имея некоторую начальную скорость, то поле будет для него *тормозящим*. Движение электрона получается равномерно-замедленным. Электрон теряет постепенно свою энергию и передает ее полю. Таким образом, *в тормозящем электрическом поле электрон отдает свою энергию полю*. При этом в зависимости от соотношения между начальной скоростью электрона и разностью потенциалов, создавшей тормозящее поле, могут быть различные случаи.

Имея достаточный запас энергии, электрон может долететь до другого электрода, несмотря на тормозящее действие поля. А если электрон, не долетев до другого электрода, потеряет полностью свою энергию, то он остановится, а затем будет двигаться ускоренно обратно к тому электроду, от которого он вылетел. При этом обратном движении поле для электрона будет ускоряющим.

Рассмотрим еще случаи, когда электрон влетает в электрическое поле, имея начальную скорость, направленную под углом к силовым линиям поля (рис. 5-1, *в*). Помимо изменения величины скорости электрона, в этих случаях происходит также изменение направления его движения и траектория электрона становится криволинейной. Электрон под действием поля отклоняется в сторону, противоположную направлению силовых линий, т. е. в область более положительного потенциала.

5-2. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ОБЫЧНЫХ ЛАМП НА СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ

Влияние межэлектродных емкостей и индуктивностей выводов. Между любыми двумя электродами лампы имеется емкость Вывод от любого электрода обладает

индуктивностью. На рис. 5-2 показаны для примера триод с его собственными емкостями и индуктивностями и его эквивалентная схема. Эти емкости и индуктивности сильно влияют на работу ламп в диапазоне СВЧ. Прежде всего они изменяют параметры колебательных систем, подключенных к лампе. В результате уменьшается собственная частота этих колебательных систем и становится невозможной настройка их на частоту выше некоторой предельной.

Для каждой лампы характерна некоторая предельная частота $f_{пр}$, которая соответствует колебательному контуру, получающемуся при коротком замыкании выводов от электродов лампы. Например,

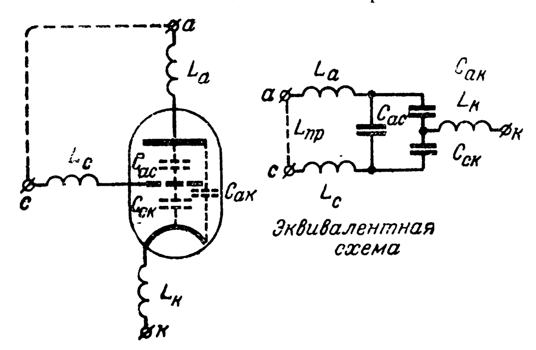


Рис. 5-2. Межэлектродные емкости и индуктивности выводов у триода.

если замкнуть накоротко анод и сетку у триода, как показано штриховой линией на рис. 5-2, то образуется контур, у которого емкость равна:

$$C = C_{а\text{-}с} + \frac{C_{а\text{-}к} \cdot C_{с\text{-}к}}{C_{а\text{-}к} + C_{с\text{-}к}},$$

а индуктивность составляет:

$$L = L_а + L_с + L_{пр},$$

где $L_{пр}$ — индуктивность замыкающего провода.

Работа лампы с внешним колебательным контуром возможна лишь на частотах, более низких, чем $f_{пр}$. У различных ламп величина $f_{пр}$ может быть различной. Возьмем для примера лампу, имеющую $C = 10$ *пф* и $L = 0{,}016$ *мкгн*. Предельная частота у нее будет равна:

$$f_{пр} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0{,}016 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^{-12}}} \approx 400 \cdot 10^6\ гц = 400\ Мгц,$$

что соответствует длине волны 75 *см*. Очевидно, что эта лампа непригодна для дециметрового диапазона, так как при наличии внешнего контура получится резонансная частота заметно ниже 400 *Мгц*.

Индуктивности и емкости лампы, будучи включены в те или иные ее цепи, создают нежелательные положительные или отрицательные обратные связи и фазовые сдвиги, которые во многих случаях ухуд-

шают работу схемы. Особенно сильно влияет индуктивность катодного вывода $L_к$ Она входит одновременно в анодную и сеточную цепи и создает значительную обратную связь, вследствие которой изменяется режим работы и уменьшается входное сопротивление лампы, т. е. сопротивление между сеткой и катодом, на которое нагружается источник усиливаемого переменного напряжения. Межэлектродные емкости также способствуют уменьшению входного сопротивления лампы. Кроме того, эти емкости, имея на сверхвысоких частотах весьма небольшое сопротивление, могут вызвать в более мощных лампах появление значительных емкостных токов, нагревающих выводы от электродов и создающих дополнительные потери энергии. Так, например, емкость сетка — катод, равная 4 *пф*, на частоте 1 000 *Мгц* ($\lambda = 30$ *см*) имеет сопротивление 40 *ом*. Если к ней приложено переменное напряжение 40 *в*, то возникнет емкостный ток 1 *а*!..

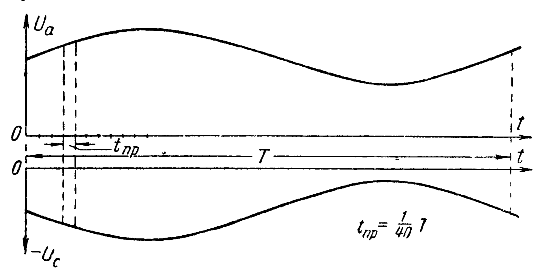


Рис. 5-3 Сравнение времени пролета электронов с периодом колебаний при не очень высокой частоте.

Влияние инерции электронов. Вследствие того что электроны имеют массу, они не могут мгновенно изменять свою скорость и мгновенно пролетать расстояние между электродами. На СВЧ время пролета электронов в лампе, несмотря на свою весьма малую величину (10^{-8}—10^{-10} *сек*), становится соизмеримым с периодом колебаний. Лампа перестает быть безынерционным или малоинерционным прибором. Принято говорить, что на СВЧ проявляется *инерция электронов*. Инерция электронных процессов в лампе создает вредные фазовые сдвиги, искажает форму импульсов анодного тока и служит причиной возникновения значительных сеточных токов. В результате получаются резкое снижение входного сопротивления лампы, увеличение потерь энергии в лампе, а также уменьшение полезной мощности.

Инерция электронов практически не влияет на частотах, соответствующих диапазонам метровых и более длинных волн. Действительно, если период колебаний T много больше, чем время пролета электронов в лампе $t_{пр}$, то переменные напряжения на электродах лампы за это время не успеют значительно измениться. Это наглядно показывают графики на рис 5-3, изображающие изменение напряжений на сетке и на аноде некоторой усилительной лампы для случая, когда период колебаний в 40 раз больше времени пролета электрона (например, если $t_{пр} = 10^{-9}$ *сек*, то $T = 40 \cdot 10^{-9}$ *сек*, что соответствует частоте $f = \frac{1}{40 \cdot 10^{-9}\ сек} = 25 \cdot 10^{6}$ *гц* $= 25$ *Мгц*, или длине волны $\lambda = 12$ *м*).

Как видно, в данном случае можно без большой ошибки считать, что пролет электрона от катода к аноду совершается при постоянных напряжениях на электродах. Это означает, что движение электронов происходит по обычным законам без каких-либо новых явлений, причем анодный ток изменяется соответственно изменениям сеточного напряжения. Переменная составляющая анодного тока будет совпадать по фазе с переменным напряжением на сетке. Иначе происходят электронные процессы в случаях, когда время пролета будет одного порядка с периодом колебаний.

Режим работы лампы при постоянных напряжениях на электродах называется *статическим*. Если же хотя бы на одном из электродов напряжение изменяется, но не с очень высокой частотой, так что явления в лампе можно приближенно рассматривать с помощью законов, установленных для статического режима, то такой режим называется *квазистатическим*. И, наконец, режим называется *динамическим*, если напряжение хотя бы на одном электроде изменяется так быстро, что законы статического режима уже нельзя применять. На СВЧ лампы работают именно в динамическом режиме. Неприменимость законов статического режима к динамическому режиму объясняется инерцией электронов.

Вместо времени пролета часто пользуются величиной *угла пролета* $\alpha_{пр}$, который связан с $t_{пр}$ соотношением

$$\alpha_{пр} = \omega t_{пр},$$

где ω — угловая частота переменного напряжения на электродах лампы. Очевидно, что $\alpha_{пр}$ есть изменение фазового угла переменного напряжения за время $t_{пр}$. Если, например, $t_{пр} = \frac{1}{4} T$, то $\alpha_{пр} = 90°$. При углах пролета меньше 20° инерцию электронов обычно не учитывают, т. е. режим считают квазистатическим.

Рассмотрим особенности электронных процессов в триоде на СВЧ, имея в виду, что электрон обычно бóльшую часть времени пролета тратит на промежуток катод — сетка, так как здесь ускоряющая разность потенциалов невелика.

Пусть для примера время пролета на этом участке равно половине периода, а рабочая точка с помощью сеточного смещения установлена в самом начале анодно-сеточной характеристики лампы. На более низких частотах при этом получилась бы работа лампы в режиме В, т. е. импульсы анодного тока проходили бы в течение положительных полупериодов переменного сеточного напряжения, а во время отрицательных полупериодов лампа была бы заперта.

Но, если $t_{пр} = \frac{1}{2} T$, то работа лампы значительно изменится. Электроны, начавшие свое движение от катода в начале положительного полупериода сеточного напряжения, пролетят сетку в конце этого полупериода. Последующие электроны, начавшие движение позже, не успеют долететь до сетки во время положительного полупериода. Они еще будут в пути, когда на сетке переменное напряжение уже изменит свой знак и поле между сеткой и катодом станет тормозящим. Многие электроны будут заторможены, остановятся, не долетев до сетки, и вернутся на катод. Это особенно относится к электронам, начавшим движение от катода в конце положительного полупериода, так как они почти сразу попадают в тормозящее поле. Возвращение

части электронов обратно на катод создает уменьшение импульсов анодного тока. Уменьшится и полезная мощность, отдаваемая лампой. Кроме того, возникает бомбардировка катода возвращающимися электронами. От этого получается дополнительный нагрев катода. Мощность на него расходуется от источника переменного сеточного напряжения. Что же касается электронов, успевших пролететь сквозь сетку, то, когда они движутся далее к аноду, напряжение сетки становится уже отрицательным, а значит увеличивается разность потенциалов между анодом и сеткой. Поэтому электроны с увеличенной скоростью бомбардируют анод. Дополнительная мощность, расходуемая на эту бомбардировку, также отбирается от источника усиливаемого напряжения.

Если рассмотреть электронные процессы для работы лампы в режиме *А* или для других режимов, то можно прийти к таким же выводам: вследствие инерции электронов уменьшается переменная составляющая анодного тока, увеличивается мощность потерь на аноде и дополнительно нагревается катод от ударов возвращающихся электронов.

Эти явления наблюдаются не только при $t_{пр} = \frac{1}{2} T$, но и всегда, когда время пролета и период колебаний соизмеримы.

5-3. НАВЕДЕННЫЕ ТОКИ В ЦЕПЯХ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП

Для понимания работы электронных ламп на СВЧ необходимо познакомиться с наведенными токами в цепях электродов этих ламп Наведенные токи тесно связаны с инерцией электронов, и поэтому они имеют значение только в динамическом режиме, т. е. на СВЧ.

При рассмотрении работы ламп обычно для упрощения считают, что ток в цепи какого-либо электрода образуется благодаря попаданию на этот электрод потока электронов, летящих внутри лампы. Такой поток электронов внутри лампы называют *конвекционным током*[1]. Более глубокое изучение работы электронных ламп показало, что ток во внешней цепи любого электрода лампы представляет собой *наведенный ток*. Сущность наведенного тока легко уяснить, если вспомнить явление электростатической индукции.

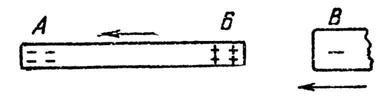


Рис. 5-4. Явление электростатической индукции (заряд *В* приближается к проводнику *АБ*).

Пусть имеется незаряженный проводник *АБ* (рис. 5-4), к одному концу которого приближается отрицательный электрический заряд *В*. Тогда электроны, имеющиеся в проводнике *АБ*, отталкиваясь зарядом *В*, уйдут в некотором количестве на удаленный от индуктирующего заряда конец проводника *А* и там получится отрицательный заряд. На ближнем к индуктирующему заряду конце проводника *Б* получится недостаток электронов, т. е. положительный заряд. Во время этого процесса вдоль проводника *АБ* пройдет ток, который и будет

[1] В цепях электронной лампы существуют еще *емкостные токи*, возникающие вследствие имеющихся межэлектродных емкостей, и *токи утечки*, причина которых — несовершенство изоляции между электродами.

наведенным током. Его величина тем больше, чем больше индуктирующий заряд *В* и чем быстрее он приближается к проводнику *АБ*. Если удалять заряд *В* от проводника *АБ*, то электроны будут возвращаться из точки *А* в *Б*, и, следовательно, в проводнике *АБ* пройдет ток обратного направления, величина которого по-прежнему будет определяться скоростью движения и величиной заряда *В*.

Итак, *если электрический заряд приближается к какому-либо проводнику или удаляется от него, то в этом проводнике появляется наведенный ток, имеющий направление, совпадающее с направлением движения индуктирующего заряда.*

В электронных лампах функцию индуктирующего отрицательного заряда выполняет поток электронов, движущихся от одного электрода к другому, т. е. конвекционный ток. Конвекционные токи внутри лампы всегда возбуждают наведенные токи во внешних проводах, соединенных с электродами лампы. Наведенный ток увеличивается при увеличении количества и скорости летящих электронов, а также при уменьшении расстояния между ними и данным электродом.

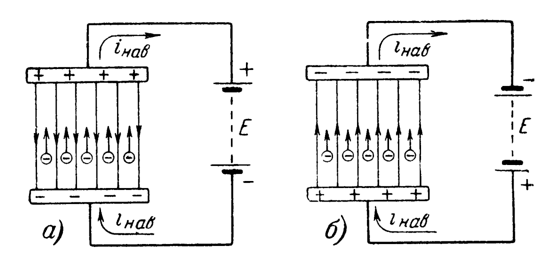


Рис. 5-5. Наведенный ток при движении электронов в поле, созданном постоянным напряжением батареи.

Пусть, например, на анод диода, имеющего накаленный катод, мгновенно включается постоянное напряжение. Тогда от катода к аноду внутри лампы начнет двигаться с ускорением поток электронов, который вызовет появление наведенного тока во внешней части анодной цепи. Таким образом, анодный ток возникает не в момент, когда электроны достигают анода, а в момент, когда они начинают удаляться от катода.

В статическом или квазистатическом режиме, когда $t_{пр} \ll T$, наведенный ток в анодной цепи диода численно равен конвекционному току. Это позволяет для данных режимов вообще не вводить понятие о наведенном токе. Но на СВЧ, когда за время пролета электронов от одного электрода до другого напряжения значительно изменяются, необходимо рассматривать наведенные токи в цепях этих электродов. Можно представить себе даже такой случай, когда электроны совершают колебания, например, в промежутке катод — анод, но из-за своей инерции не успевают попадать на анод. Однако они будут создавать в анодной цепи переменный наведенный ток.

С помощью наведенного тока можно лучше понять преобразование энергии, совершающееся при движении электронов в электрическом поле. Рассмотрим для примера движение электронов в ускоряющем или тормозящем поле между двумя электродами, считая, что это поле создано источником э. д. с. в виде батареи (рис. 5-5).

Поток летящих внутри лампы электронов создает в цепи батареи наведенный ток, направление которого совпадает с направлением конвекционного тока. Здесь, как и везде далее, стрелки показывают направление движения электронов от минуса к плюсу, а не условное направление тока от плюса к минусу. Нетрудно видеть, что в случае ускоряющего поля (рис. 5-5, *а*) наведенный ток, проходящий через батарею, будет для нее разрядным током. Батарея разряжается, т. е. расходует свою энергию, которая с помощью электрического поля передается летящим электронам и увеличивает их кинетическую энергию. А в случае тормозящего поля (рис. 5-5, *б*) наведенный ток, наоборот, будет для батареи зарядным током, т. е электроны в тормозящем поле отдают свою энергию, которая накапливается в батарее Процессы заряда и разряда аккумуляторной батареи наведенным током, конечно, не имеют практического применения в технике СВЧ. Они приведены только в качестве наглядных примеров.

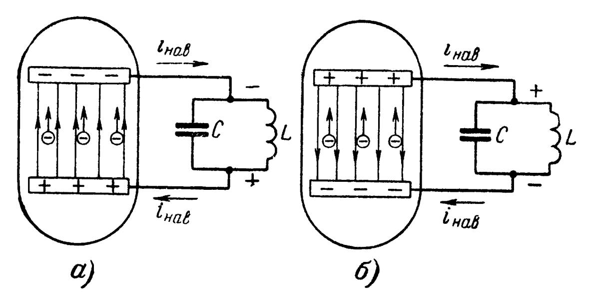


Рис. 5-6. Наведенный ток при движении электронов в поле, созданном переменным напряжением колебательного контура.

Весьма важным является возникновение наведенных токов в колебательных контурах, подключенных к лампе. На рис. 5-6 изображен колебательный контур, состоящий из индуктивности L и емкости C, которой, в частности, может быть емкость между двумя электродами лампы. Пусть в этом контуре происходят свободные затухающие колебания. Тогда на зажимах контура и на электродах лампы будет переменное напряжение. Предположим, что между электродами движется поток электронов (каким способом он получен, пока не имеет значения).

Если поле, созданное переменным напряжением на электродах, будет тормозящим для электронов (рис. 5-6, *а*), то наведенный ток $i_{нав}$ будет током, питающим контур. Действительно, направление этого тока таково, что создаваемое им на контуре падение напряжения совпадает по фазе с переменным напряжением, имеющимся на контуре от свободных колебаний. Это значит, что наведенный ток препятствует затуханию колебаний в контуре. Иначе говоря, часть кинетической энергии летящих электронов передается в контур и поддерживает там колебательный процесс.

Но если поле, созданное переменным напряжением, будет ускоряющим для электронов (рис. 5-6, *б*), то наведенный ток создает на контуре падение напряжения, противоположное по фазе переменному напряжению свободных колебаний, т. е. способствующее более быстрому затуханию колебаний. В данном случае контур теряет часть

своей энергии на увеличение скорости полета электронов, и поэтому затухание колебаний в контуре увеличивается.

Таким образом, *для уменьшения или даже прекращения затухания, т. е. для поддержания колебаний в контуре, подключенном к электродам лампы, необходимо направлять между электродами поток электронов в те промежутки времени, когда электрическое поле будет тормозящим.*

Чтобы лучше понимать наведенный ток, следует изучить процесс его возникновения в диоде. Полученные при этом выводы будут справедливы и для любой другой системы из двух электродов. Для упрощений рассуждений рассмотрим случай, когда анодное напряжение представляет собой импульс прямоугольной формы, длительность которого одного порядка с временем пролета. Графики этого напряжения и наведенного тока в проводах анода и катода диода приведены на рис. 5-7. На этом же рисунке показано распределение электронного потока для различных моментов рассматриваемого процесса, т. е. конвекционного тока в промежутке анод — катод.

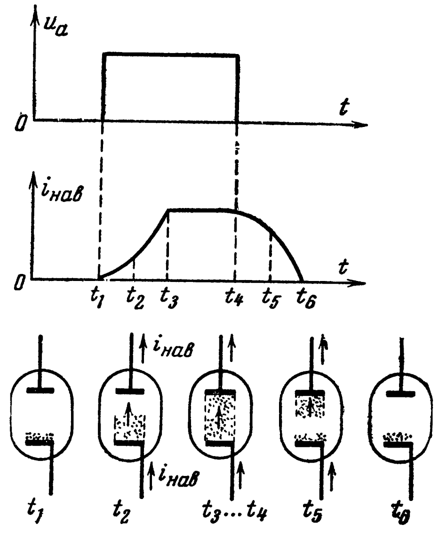


Рис. 5-7. Возникновение наведенного тока в диоде в случае прямоугольной формы анодного напряжения.

В момент t_1, когда напряжение только еще подано, электроны начинают двигаться от катода (точнее от электронного облачка, имеющегося около катода) и начинает нарастать наведенный ток. Промежуток анод — катод еще не заполнен электронами. Через некоторое время в момент t_2 значительная часть промежутка анод — катод (заштрихованная на рисунке) уже будет заполнена электронами. Так как они движутся в ускоряющем поле, то скорость их больше, чем в начальный момент t_1. Благодаря этому наведенный ток стал больше, и скорость его нарастания возрастает. В момент t_3 электроны достигают анода, и все пространство анод— катод заполнено движущимися электронами. Наведенный ток становится максимальным. Такое положение сохраняется до конца импульса напряжения (момент t_4), после чего новые электроны уже не будут двигаться от катода к аноду. А электроны, заполняющие промежуток анод — катод, продолжают по инерции двигаться к аноду. Количество их уменьшается, т. е. промежуток «очищается» от электронов и соответственно уменьшается наведенный ток (момент t_5).

Наконец, когда в момент t_6 в промежутке анод — катод не остается электронов, то наведенный ток становится равным нулю. Как видно, импульс наведенного тока растянут во времени по сравнению с им-

пульсом напряжения и отстает от последнего, т. е. позже достигает максимума и позже спадает до нуля.

Если после положительного импульса анодного напряжения последует отрицательный импульс, то часть электронов, замедляя свое движение, все же долетит до анода, а другая часть затормозится настолько, что остановится и станет возвращаться на катод. Следовательно, возникнет конвекционный ток обратного направления и соответственно создастся импульс обратного наведенного тока.

Аналогичные явления происходят и при подаче на диод переменного синусоидального напряжения.

5-4. ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ И ПОТЕРИ ЭНЕРГИИ В ЛАМПАХ

Для каждого усилительного каскада большое значение имеет величина *входного сопротивления лампы,* т. е. того сопротивления, которое лампа оказывает источнику усиливаемого переменного напряжения. В усилительном каскаде, изображенном в общем виде на рис. 5-8, генератор переменного усиливаемого напряжения *Г* имеет

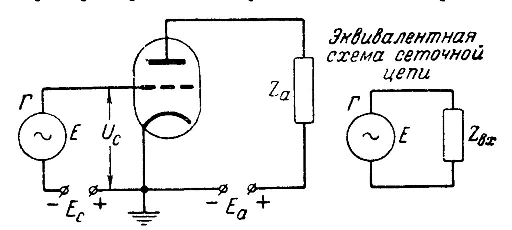


Рис. 5-8. Общая схема усилительного каскада.

э. д. с. E, внутреннее сопротивление $Z_г$ и нагружен на входное сопротивление лампы $Z_{вх}$. Это сопротивление обычно имеет активную и емкостную составляющие. Будем рассматривать только активное входное сопротивление и обозначим его $R_{вх}$.

Всегда желательно, чтобы $R_{вх}$ было как можно большим. В идеальном случае $R_{вх} = \infty$, тогда цепь сетки разомкнута и сеточного тока нет. Следовательно, нет потери напряжения на внутреннем сопротивлении генератора *Г,* и вся его э. д. с. передается на сетку ($U_с = E$). Кроме того, в этом случае генератор *Г* может иметь любую, сколь угодно малую мощность, так как от него не потребляется энергия. Для получения $R_{вх} = \infty$ необходимо, чтобы электроны не попадали на сетку и не создавали сеточный ток, т. е. напряжение смещения $E_с$ должно превышать амплитуду усиливаемого переменного напряжения ($E_с \geqslant U_{mс}$). Практически режим работы, близкий к таким идеальным условиям, получается только на достаточно низких частотах, когда можно пренебречь емкостным током, проходящим через входную емкость лампы.

На высоких частотах $R_{вх}$ не равно бесконечности. Чем оно меньше, тем больше переменный ток в цепи сетки $I_с$. С увеличением этого тока растет потеря напряжения на внутреннем сопротивлении генератора $Z_г$ и соответственно уменьшается полезное напряжение на сетке, которое равно:

$$U_с = E - I_с Z_г.$$

Растет также мощность, теряющаяся в самом входном сопротивлении $P_{вх} = I_c^2 R_{вх}$, и полная мощность в цепи сетки $P_c = I_c E$, которую должен развивать генератор *Г*.

Усилительный каскад принято характеризовать коэффициентом усиления *К*, показывающим, во сколько раз усиливается переменное напряжение. На высоких частотах важно также знать *коэффициент усиления по мощности* K_p, показывающий, во сколько раз усиливается мощность

$$K_p = \frac{P_{вых}}{P_{вх}},$$

где $P_{вых}$ — полезная мощность, отдаваемая лампой.

При малом значении входного сопротивления мощность $P_{вх}$ может настолько возрасти, что $K_р$ станет равен единице или будет еще меньше. Очевидно, нецелесообразно применять усилители, дающие усиление мощности меньше, чем в 2—3 раза. С переходом на СВЧ входное сопротивление обычных ламп резко уменьшается и усиление мощности получается малым или даже совсем отсутствует. Уменьшение входного сопротивления ламп на СВЧ объясняется возникновением наведенных токов в цепи сетки.

В зависимости от соотношения времени пролета и периода колебаний, соотношения расстояний участков катод — сетка и сетка — анод и величины напряжений на электродах процессы в триоде могут происходить различно, но все же в любом случае из-за проявления инерции электронов на СВЧ получаются большие наведенные сеточные токи, приводящие к резкому уменьшению входного сопротивления. Чтобы это было ясно, рассмотрим приближенно процессы, происходящие в триоде в некотором частном случае.

Пусть на сетку триода подано переменное напряжение в виде положительных импульсов прямоугольной формы и напряжение смещения, равное запирающему напряжению. При этом напряжение на сетке остается все время отрицательным, т. е. электроны на сетку не попадают (рис. 5-9, *а*). Иначе говоря, лампа работает в режиме B_1. Пусть время пролета электронов на участке сетка — катод $t_{с\text{-}к}$ равно времени пролета на участке анод — сетка $t_{а\text{-}с}$ и несколько меньше половины длительности импульса. На рис. 5-9 для этого режима показаны графики наведенных токов в цепях триода и распределение электронного потока, т. е. конвекционного тока, внутри триода в разные моменты времени. Сетку триода будем считать настолько густой, что участки сетка — катод и анод — сетка можно рассматривать как отдельные диоды.

До момента t_1 лампа заперта и никаких токов нет. В момент t_1 лампа отпирается, начинается движение электронов от катода (точнее от электронного облачка, имеющегося около катода) к сетке и наведенный ток i_1 в проводе сетки начинает возрастать. Такой же ток $i_к$, равный i_1, появляется и в проводе катода. Если в момент t_2 промежуток сетка — катод уже наполовину заполнен электронами, то ток i_1 имеет некоторое среднее значение. Далее он продолжает возрастать, достигая максимального значения в момент t_3, когда электронный поток дойдет до сетки. Так как электроны на сетку не попадают, то все они пролетят ее и будут двигаться к аноду. Этот удаляющийся от сетки поток электронов создает в проводе сетки наведенный ток i_2, противоположный по направлению току i_1. Будет также наводиться ток $i_а$, равный i_2, в проводе анода.

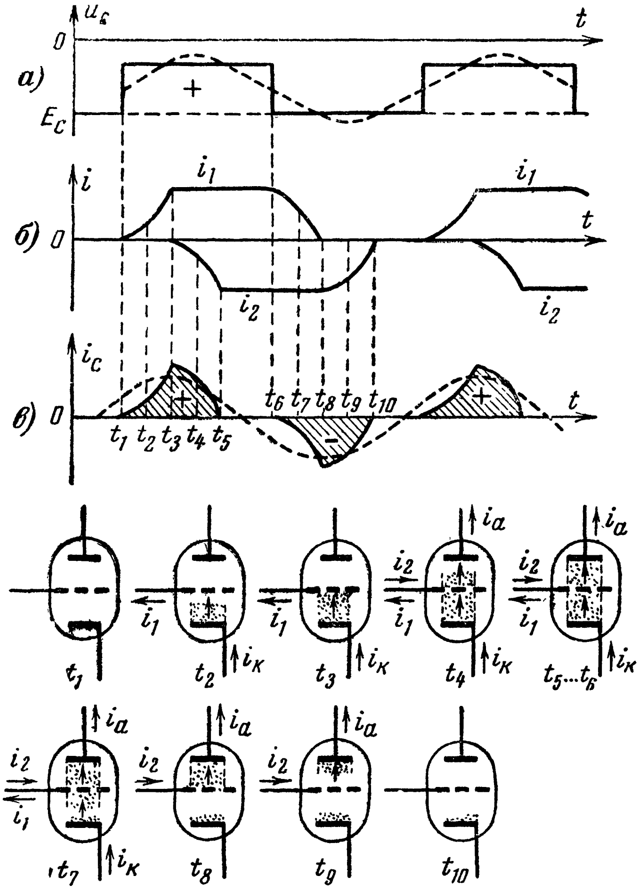


Рис. 5-9. Наведенный ток в цепи сетки триода в случае переменного сеточного напряжения прямоугольной формы.

Возрастающий ток i_2 в момент t_4 имеет некоторое среднее значение и достигает максимальной величины в момент t_5, когда весь промежуток анод — сетка заполняется движущимися электронами. До момента t_6 оба тока i_1 и i_2 остаются постоянными и равными друг другу, а в момент t_6 лампа запирается и поэтому электроны перестают уходить от катода. Но электронный поток, заполняющий межэлектродные промежутки, продолжает двигаться. На участке сетка — катод электроны будут двигаться по инерции и приближаться к сетке. Количество их в этом промежутке убывает и ток i_1 уменьшается. В момент t_7 он имеет какое-то среднее значение, а в момент t_8 спадает до нуля, так как промежуток сетка — катод «очищается» от электронов. После этого начинают уменьшаться число электронов в проме-

жутке анод — сетка и соответственно ток i_2. Он снижается до некоторой средней величины в момент t_9, а в момент t_{10}, когда уже все электроны попадают на анод, становится равным нулю.

Таким образом, в цепи сетки получаются два импульса наведенного тока, противоположные по направлению (рис. 5-9, *б*). Результирующий (суммарный) наведенный ток сетки, показанный на рис. 5-9, *в*, представляет собой переменный ток. На графиках рис. 5-9, *а* и *в* штриховыми линиями показаны кривые первых гармоник напряжения и тока сетки. Видно, что первая гармоника наведенного тока сетки несколько опережает по фазе первую гармонику напряжения. Это означает, что наведенный ток сетки имеет активную составляющую и реактивную составляющую емкостного характера. Последняя появилась вследствие инерции электронов. Она добавляется к обычному емкостному току в цепи сетки, обусловленному входной емкостью лампы. Поскольку суммарный емкостный ток увеличивается, то можно сказать, что инерция электронов приводит к некоторому возрастанию входной емкости.

Однако не это обстоятельство создает значительное ухудшение работы ламп на СВЧ. Самое неприятное следствие инерции электронных процессов состоит в появлении активной составляющей сеточного тока. Она обусловливает наличие у лампы входного активного сопротивления, которое уменьшается с повышением частоты и снижает коэффициент усиления по мощности. Активное входное сопротивление лампы характеризует потерю энергии со стороны источника колебаний, включенного в цепь сетки. В рассмотренном случае эта энергия переносится активной составляющей наведенного тока от источника колебаний к электрическому полю и передается электронам, которые увеличивают свою кинетическую энергию и расходуют ее на нагрев анода. Если же лампа работает на более низких частотах и временем пролета электронов можно пренебречь, то при напряжении на сетке, показанном на рис. 5-9, *а*, токи i_1 и i_2 будут иметь такую же прямоугольную форму и длительность, как и напряжение. Поскольку эти токи равны и противоположны по направлению, то суммарный сеточный ток равен нулю. Следовательно, никакого расхода энергии от источника колебаний в этом случае нет.

Влияние инерции электронов для сравнительно простого случая, когда на сетку подаются положительные импульсы напряжения прямоугольной формы, было рассмотрено приближенно. Но и в любых других более сложных случаях также возникает активный наведенный ток в цепи сетки, т. е. вследствие инерции электронов лампа имеет активное входное сопротивление. Если переменное напряжение на сетке лампы имеет не только положительные, но и отрицательные импульсы, то эти последние создают тормозящее поле, которое возвращает часть электронов на катод. Они ускоряются полем и, следовательно, энергия источника колебаний расходуется в данном случае также на дополнительный нагрев катода бомбардирующими его электронами.

При синусоидальном переменном напряжении все процессы происходят сложнее, но на СВЧ обязательно возникает активный наведенный ток в цепи сетки, на создание которого расходуется энергия источника колебаний. Эта энергия в конечном итоге теряется на дополнительный нагрев анода и катода конвекционным током. Действительно, положительная полуволна сеточного напряжения, ускоряя электроны, летящие от катода, дает им дополнительную энергию,

а во время отрицательного полупериода сеточного напряжения сетка отталкивает электроны, движущиеся к аноду, и они тоже получают дополнительную энергию. В результате электроны бомбардируют с большей силой анод, который дополнительно нагревается. Кроме того, электроны, не пролетающие сквозь сетку, а поворачивающие обратно на катод, также отталкиваются сеткой во время отрицательного полупериода и получают еще некоторую энергию. Эти электроны бомбардируют катод и вызывают его дополнительный нагрев. Таким образом, источник колебаний в течение всего периода отдает энергию электронам, а они расходуют ее на бомбардировку анода и катода.

Приведенное рассмотрение электронных процессов весьма приближенно, но оно все же дает представление о происходящих явлениях. Точный анализ работы ламп на СВЧ весьма сложен и выходит за рамки этой книги.

Теория дает следующую формулу для расчета результирующего наведенного тока в цепи сетки $I_с$, появляющегося под влиянием переменного сеточного напряжения $U_с$

$$I_с = kSf^2t^2_{с\text{-}к}U_с,$$

где k — коэффициент, зависящий от конструкции электродов и постоянных напряжений на них;

S — крутизна лампы;

$t_{с\text{-}к}$ — время пролета электрона в промежутке катод — сетка.

Отсюда для входного сопротивления получается выражение

$$R_{вх} = \frac{U_с}{I_с} = \frac{1}{kSt^2_{с\text{-}к}f^2}.$$

Для данной лампы и данных питающих напряжений на электродах величины k, S и $t_{с\text{-}к}$ будут постоянными. Заменяя их одним постоянным коэффициентом и переходя от частоты к длине волны, получаем:

$$R_{вх} = a\lambda^2.$$

Расчет коэффициента a весьма сложен и неточен. Поэтому он определен для многих ламп экспериментально, и его величина учитывает влияние на входное сопротивление не только инерции электронов, но и других явлений, вызывающих потери энергии. Если выражать λ в метрах, а $R_{вх}$ в омах, то для некоторых приемно-усилительных ламп, работающих при нормальных питающих напряжениях, величина a имеет следующее значение: 6Ж3 — 140; 6Ж3П — 400; 6К3 — 220; 12Ж1Л — 750; 6С1П — 1760; 6Ж1Ж — 2200. Например, для лампы 6Ж1Ж, работающей на волне $\lambda = 50$ *см*, получаем $R_{вх} = 2\,200 \times 0{,}5^2 = 550$ *ом*.

Как видно, входное сопротивление получается весьма малым, и это может привести к недопустимому снижению усиления. Действительно, коэффициент усиления каскада с пентодом можно определить по формуле

$$K \approx SR_а,$$

где $R_а$ — сопротивление анодной нагрузки. Если в качестве нагрузки применяется резонансный контур, то параллельно к нему подключено входное сопротивление лампы следующего каскада, и поэтому общее сопротивление нагрузки окажется меньше $R_{вх}$. Для усилителя, ра-

ботающего на волне 50 *см* с лампами 6Ж1Ж, имеющими $S = 1{,}4$ *ма/в*, можно приближенно считать, что $R_а = 500$ *ом*. Тогда $K \approx 1{,}4 \cdot 10^{-3} \times$ $\times$ $500 = 0{,}7$. Следовательно, каскад вместо усиления дает ослабление.

Указанный расчет $R_{вх}$ справедлив только для малых переменных напряжений. При больших амплитудах переменных напряжений (в генераторах и передатчиках) расчет значительно усложняется.

Потери энергии в лампах, работающих на СВЧ, происходят не только из-за инерции электронов, но и по ряду других причин.

Вследствие поверхностного эффекта увеличивается активное сопротивление самих электродов и их выводов. По поверхности этих металлических проводников проходят значительные токи, которые создают бесполезный нагрев. Также увеличиваются на СВЧ потери во всех твердых диэлектриках, находящихся под воздействием переменного электрического поля, например в стекле баллона лампы.

Большие потери энергии в лампах ухудшают к. п. д. усилителей и генераторов, работающих на СВЧ, создают чрезмерный нагрев самих ламп и резко снижают качество контуров, подключенных к лампам.

Контуры в виде коаксиальных резонансных линий или объемных резонаторов имеют весьма высокую добротность, доходящую до тысяч и десятков тысяч. Но когда эти контуры присоединяют к лампе, то их добротность резко падает (часто до сотен), так как в лампах происходят большие потери энергии. Это явление аналогично тому, как уменьшается добротность обычного контура, если он шунтирован сравнительно малым сопротивлением.

5-5. ИМПУЛЬСНАЯ РАБОТА ЛАМП

Электронные лампы, применяемые в передатчиках СВЧ, во многих случаях работают в импульсном режиме. Например, почти все радиолокационные передатчики дают кратковременные импульсы длительностью в единицы или десятки микросекунд, разделенные друг от друга промежутками времени гораздо большей продолжительности (рис. 5-10). При такой импульсной работе средняя мощность полу-

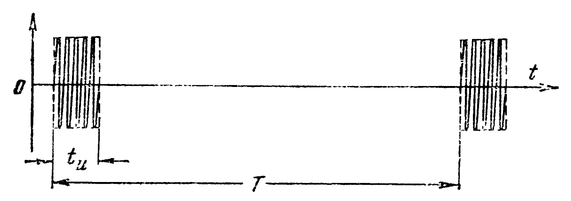


Рис. 5-10. Форма колебаний при импульсной работе.

чается во много раз меньше мощности импульса. Пусть, например, длительность импульса $t_и = 10$ *мксек* и мощность $P_и = 100$ *квт*, а частота следования импульсов равна $f = 200$ *гц*. Тогда период следования импульсов равен $T = \frac{1}{200} = 0{,}005$ *сек* $= 5\,000$ *мксек*, т. е. он в 500 раз больше длительности импульса. Поэтому средняя мощность в 500 раз меньше мощности импульса. Она составляет всего лишь $P_{ср} = 0{,}2$ *квт* $= 200$ *вт*.

Отношение периода следования импульсов к их длительности называют *скважностью*. Она равна:

$$Q = \frac{T}{t_и}.$$

Следовательно,

$$P_{ср} = \frac{P_и}{Q} = P_и \frac{t_и}{T}.$$

Иногда применяют величину, обратную скважности и называемую *коэффициентом заполнения*.

Лампы для импульсной работы имеют сравнительно малые размеры анода, так как потери на его нагрев определяются средней мощностью. Импульсы большой мощности обычно получаются путем подачи на сетку и на анод весьма больших напряжений на то короткое время, в течение которого нужно получить генерацию колебаний. Анодное напряжение доходит до десятков киловольт. Для избежания пробоя особое внимание в конструкции лампы обращается на высокое качество изоляции между электродами и их выводами, а также на создание весьма высокого вакуума.

Катод лампы при импульсной работе должен давать очень большую эмиссию. Для этого пригоден оксидный катод, который дает в импульсном режиме эмиссию, в десятки раз превышающую ее нормальные значения, соответствующие режиму непрерывной работы. В обычных условиях оксидный катод дает удельную эмиссию (эмиссию с 1 *см*² поверхности) до 0,5 *а/см*². При этом эффективность катода (величина эмиссии на 1 *вт* мощности накала) получается до 100 *ма/вт*. В импульсном режиме удельная эмиссия оксидного катода доходит до 50 *а/см*² и эффективность повышается до 10 000 *ма/вт*.

Высокое значение эмиссионного тока в импульсном режиме объясняется вырыванием большого количества электронов из оксидного слоя под влиянием сильного внешнего электрического поля, проникающего в этот слой, являющийся полупроводником. Такую эмиссию оксидный катод может давать только при условии, что длительность импульсов не превышает 15—20 *мксек* и между ними имеются паузы значительно большей длительности. Если пытаться получать большую эмиссию более долгое время, то наступает так называемое «утомление» или «отравление» оксидного катода; величина эмиссионного тока быстро падает, и восстановление высокой эмиссии возможно только после некоторого «отдыха» катода.

Помимо оксидных катодов, для импульсного режима успешно применяются новые типы катодов: бариево-вольфрамовые (*L*-катоды), ториево-оксидные, металлокерамические катоды из смеси тория и молибденового порошка и другие. Некоторые из них имеют удельную эмиссию в импульсном режиме до 300 *а/см*².

5-6. ДИОДЫ И ТРИОДЫ ДЛЯ СВЧ

Специальные лампы обычного типа (диоды, триоды и т. д.) для СВЧ конструируются так, чтобы межэлектродные емкости и индуктивности выводов и расстояния между электродами были малыми Принимаются также меры к уменьшению потерь энергии, в частности для баллона используется специальное стекло с малыми потерями

или радиокерамика. В генераторных лампах особое значение приобретает охлаждение анода и всей лампы в целом, так как из-за больших потерь энергии лампы сильно нагреваются.

Лампы для дециметрового диапазона, конечно, могут работать на более длинных волнах, но для сантиметровых волн большинство из них непригодно.

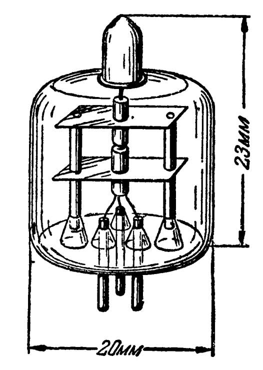


Рис. 5-11. Миниатюрный диод 2Д1С для дециметровых волн.

На частотах до 600 *Мгц* могут работать лампы типа «жолудь» (6Д4Ж, 6С1Ж, 6Ж1Ж и 6К1Ж), но они уже устарели. Некоторые из пальчиковых и миниатюрных бесцокольных ламп также применяются для генерирования и усиления на дециметровых волнах. Так, например, диод 6Д6А может работать на частотах до 700 *Мгц*, а двойной диод 6Х2П — до 1000 *Мгц*. Триоды 6С2П и 6С6Б применяются для генерирования и усиления в схеме с заземленной сеткой (см. ниже) на частотах до 500 *Мгц*. Для более «длинных» дециметровых волн возможно применить и ряд других пальчиковых и миниатюрных ламп.

В приемниках, маломощных передатчиках и измерительных приборах, работающих в диапазоне 420—435 *Мгц*, любители наиболее часто применяют широко распространенные лампы 6С1Ж, 6С1П, 6С2П, 6Н15П, 6Н3П и другие.

Примером специальной лампы для дециметровых волн может служить миниатюрный диод 2Д1С (рис. 5-11). Его подогревный катод имеет эмитирующую поверхность площадью порядка 1 *мм*². На очень малом расстоянии от него находится такой же анод. Выводы подогревателя и катода в виде коротких прямых проводников проходят сквозь

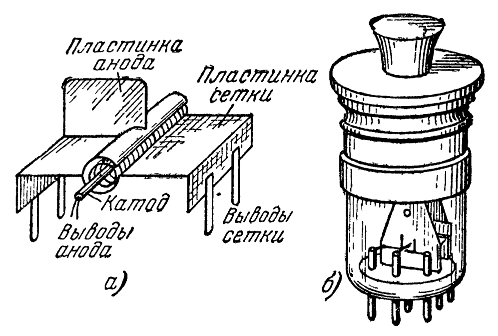


Рис. 5-12. Конструкция электродов (*а*) и внешний вид (*б*) триодов 4С3С и 12С3С.

утолщенное основание баллона, а вывод анода сделан на верхний контакт. Такой диод применяется для детектирования и может давать выпрямленный постоянный ток до 0,1 *ма*.

На рис. 5-12 показаны внешний вид и конструкция электродов генераторных маломощных триодов 4С3С или 12С3С, работающих

на волнах не короче 30 *см*. В этих лампах подогревный катод обычного типа окружен спиральной сеткой. Витки сетки соединены с металлической пластинкой, которая служит выводом сетки и радиатором для лучшего охлаждения. От этой пластинки сквозь основание баллона лампы проходят два штырька. Анод имеет вид цилиндра с продольным разрезом, через который проходит пластинка сетки. Вывод анода также сделан сначала пластинкой с дополнительным ребром для лучшего охлаждения, а через баллон от этой пластинки выходят два

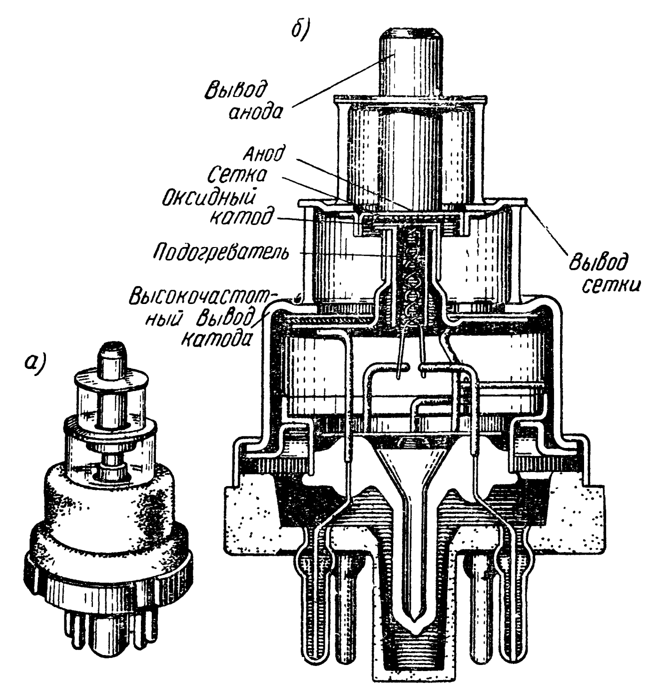


Рис. 5-13. Внешний вид (*а*) и устройство (*б*) «маячкового» триода.

проводника. Конструкция выводов в форме пластинок с двумя штырьками дает некоторое уменьшение индуктивности. Эти лампы на волне 30 *см* могут дать полезную мощность порядка 0,3 *вт*.

Специально для дециметровых и более «длинных» сантиметровых волн сконструированы лампы с дисковыми и цилиндрическими выводами, имеющие в конце своего обозначения букву Д. Конструкция выводов от электродов в виде цилиндров и дисков различных диаметров служит для удобного соединения лампы с коаксиальными резонансными линиями или объемными резонаторами. Цилиндрические или дисковые выводы в этом случае служат частью металлических стенок той или иной колебательной системы.

Примером таких ламп может служить «маячковый» триод, изображенный на рис. 5-13. Подогревный катод у него имеет эмитирующую

часть в виде диска. Вывод от катода для постоянного тока сделан на один из штырьков цоколя. Кроме того, имеется еще высокочастотный вывод катода в виде металлического цилиндра, связанного с катодом через емкость. Сетка имеет форму диска и находится на очень малом расстоянии от катода (порядка 0,1 *мм*) для того, чтобы время пролета электронов в этом промежутке было малым. Вывод от сетки сделан в виде плоского металлического кольца, пересекающего стекло баллона лампы. Такой вывод имеет очень малую индуктивность. Его можно считать состоящим из большого числа параллельно включенных и расположенных радиально прямых проводников (при параллельном соединении общая индуктивность и активное сопротивление уменьшаются).

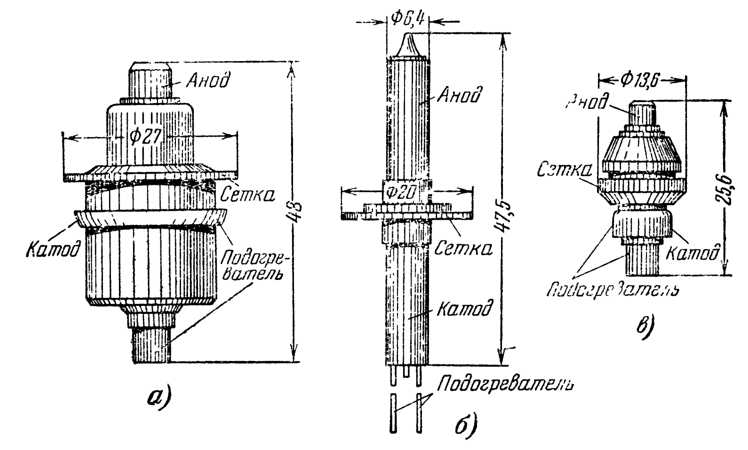


Рис. 5-14. Новые типы ламп для СВЧ: 6С13Д (*а*), 6С11Д и 6С16Д (*б*), 6С17К (*в*).

Анод сделан в виде сплошного металлического цилиндра, впаянного в стекло. Его рабочая поверхность, принимающая электронный поток, имеет форму диска и расположена близко к сетке. Стеклянный баллон лампы состоит из двух самостоятельных цилиндрических частей, которые припаяны с разных сторон к сеточному диску.

Лампы этого типа имеют небольшую мощность. Они применяются в усилителях высокой частоты приемников и гетеродинах, а также в маломощных передатчиках.

Маячковый триод 6С5Д может генерировать колебания с частотой до 3 300 *Мгц* и на этой частоте дает полезную мощность порядка 35 *мвт*. Аналогичный по конструкции триод 6С9Д предназначен для усиления в диапазоне частот до 900 *Мгц*. В маячковой серии имеется также диод 6Д3Д, пригодный для работы на волнах не короче 10 *см*. Конструктивно он отличается от триодов меньшей высотой и выводом анода в виде диска.

Помимо маячковых ламп, выпущены некоторые новые лампы с дисковыми и цилиндрическими выводами. Триод 6С13Д (рис. 5-14, *а*) за счет устранения цоколя имеет меньшие размеры, чем маячковые лампы. Кроме того, в нем один из выводов подогревателя сделан общим

с кольцевым выводом катода. Такой триод работает в генераторах на частотах до 3 600 *Мгц* и дает полезную мощность не менее 0,1 *вт*. Конструкцию, аналогичную изображенной на рис. 5-14, *а*, имеет диод 6Д10Д.

Оригинальное устройство имеют «карандашные» триоды 6С11Д и 6С16Д (рис. 5-14, *б*) для генерирования колебаний мощностью не менее 300 *мвт* на частотах до 1 800 *Мгц*. Это металлические лампы с посеребренными цилиндрическими выводами анода и катода и дисковым выводом сетки.

Значительный интерес представляет также сверхминиатюрный титано-керамический триод с цилиндрическими выводами, 6С17К (рис. 5-14, *в*). Он предназначен для усилительных каскадов по схеме с заземленной сеткой, служащих входными каскадами в приемниках

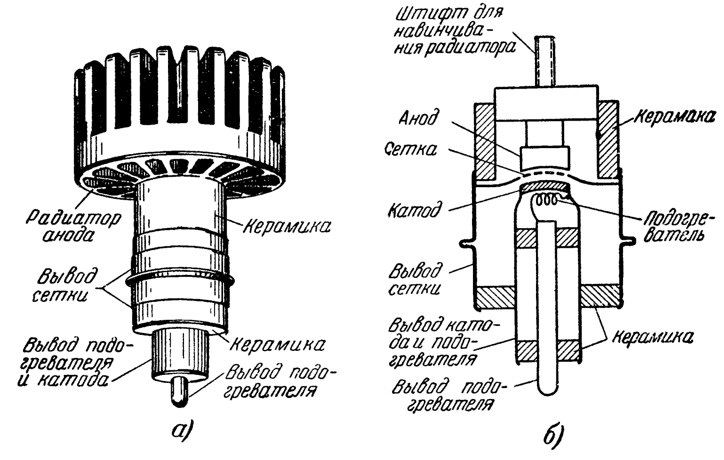


Рис. 5-15. Внешний вид (*а*) и устройство (*б*) металлокерамического триода с радиатором для охлаждения анода.

СВЧ. Лампа 6С17К относится к металлокерамическим приемно-усилительным лампам, для которых в качестве последнего элемента обозначения принята буква К. На предельной частоте 3 000 *Мгц* этот триод дает усиление мощности в 12 раз, а на частоте 1 200 *Мгц* — в 40 раз. В последнее время для дециметровых волн разработан и ряд других ламп с дисковыми и цилиндрическими выводами.

Для более мощных генераторов и передатчиков, в частности для передатчиков, работающих с большой мощностью в импульсном режиме, применяются металлокерамические генераторные триоды, напоминающие по принципу своей конструкции рассмотренные приемно-усилительные лампы. Они также предназначены для соединения с коаксиальными колебательными системами.

На рис. 5-15 показаны внешний вид металлокерамической генераторной лампы и ее устройство. Рабочие поверхности катода, сетки и анода этой лампы имеют форму дисков, расположенных очень близко друг к другу. Иногда поверхность электродов делается несколько выгнутой. Катод применяется подогревный оксидный. Вывод от него

сделан в виде цилиндра, причем он одновременно служит и выводом одного конца подогревателя. Второй его конец имеет вывод внутри этого цилиндра. От сетки вывод сделан в форме диска, переходящего затем в цилиндр, выполняющий роль некоторой части баллона лампы.

Анод изготовлен в виде массивного цилиндра, и его верхняя часть припаяна к керамическому цилиндру, служащему частью баллона. С другой стороны этот керамический цилиндр спаян с выводом сетки. Между выводами сетки и катода также имеется керамическое кольцо. Спаи металла с керамикой представляют собой особенность металлокерамических ламп. В этих лампах применяется специальный керамический материал, дающий малые потери на СВЧ. Для лучшего охлаждения анода имеется массивный ребристый радиатор, который навинчивается на штифт анодного вывода. Радиатор обдувается воздухом от вентилятора. Лампы этого типа могут работать и без радиатора, но тогда допустимая мощность рассеяния на аноде и наибольшая полезная мощность значительно снижаются.

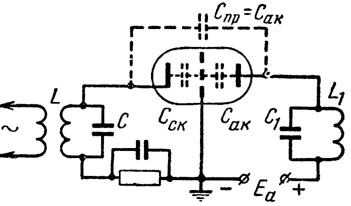


Рис. 5-16. Схема усилительного каскада с заземленной сеткой.

Широко применяются различные генераторные триоды металлокерамической серии, например ГИ-6Б, ГС-9Б, ГИ-7Б, ГИ-11Б, ГИ-70Б, ГС-90Б, ГИ-12Б и многие другие. Для приведенных выше ламп наименьшие рабочие длины волн составляют: 18 *см* — у ГИ-6Б, 15 *см* — у ГС-9Б, 11 *см* — у следующих двух ламп и 9 *см* — у последних трех. Лампы типа ГС предназначены для непрерывного режима работы, лампы ГИ — для импульсного. Разработки металлокерамических ламп продолжаются. Недавно был выпущен новый титано-керамический триод ГС-4 для волн не короче 7 *см*. Его полезная мощность составляет 1 *вт* на волне 7 *см* и 2 *вт* на волне 9 *см*, а в дециметровом диапазоне волн она увеличивается до 3—5 *вт*.

Более сложные лампы, чем триоды, для дециметрового диапазона применяют сравнительно редко, так как при большем числе сеток приходится соответственно увеличивать расстояние между анодом и катодом, но тогда возрастает время пролета электронов. В приемных лампах увеличение числа электродов приводит к возрастанию собственных шумов. Таким образом, и в генераторах и в усилителях дециметрового диапазона волн работают главным образом триоды. Однако в последнее время сконструированы тетроды и для этого диапазона. Так, например, выпущен металлокерамический лучевой тетрод ГС-3Б для частот до 1 000 *Мгц* с полезной мощностью 2 *квт*. Разработаны и некоторые другие лучевые тетроды (в том числе и двойные) для дециметровых волн.

Каскады усиления на триодах для устранения возможности самовозбуждения за счет паразитной связи через межэлектродные емкости строятся обычно по схеме с заземленной (общей) сеткой, предложенной М. А. Бонч-Бруевичем в 1931 г. (рис. 5-16). Ее особенность состоит в том, что входной контур *LC* включен в провод катода. Управляющая сетка лампы заземлена, т. е. соединена с минусом анодного источника. Она в данной схеме выполняет одновременно функцию экранирующей сетки и уменьшает паразитную связь между анодной и сеточной це-

пями через внутриламповую емкость анод — катод $C_{а\text{-}к}$, а не через емкость анод — сетка $C_{а\text{-}с}$, как в обычных усилительных каскадах с заземленным катодом. Чтобы сетка служила хорошим экраном, она делается густой, и поэтому коэффициент усиления таких триодов получается большим (до 100 и более). Благодаря применению густой сетки емкость анод — катод у маячковых и металлокерамических ламп уменьшается до сотых долей пикофарады.

Недостаток схемы с заземленной сеткой заключается в ее низком входном сопротивлении. Это объясняется тем, что в ней входной ток представляет собой ток катода. А в схеме с заземленным катодом входной ток гораздо меньше, так как он является током сетки. Практически входное сопротивление для схемы с заземленной сеткой получается порядка $\frac{1}{S}$, т. е. если, например, лампа имеет крутизну 5 *ма/в*, то $R_{вх} = 1/5 = 0{,}2$ *ком*. Таким образом, источник усиливаемых колебаний сильно нагружается на это малое $R_{вх}$ и должен расходовать значительную мощность. Однако, несмотря на этот недостаток, схема с заземленной сеткой применяется очень часто, так как она работает устойчиво, без самовозбуждения.

5-7. ПРОЛЕТНЫЙ КЛИСТРОН

Для сантиметровых волн успешно применяются клистроны, работа которых основана на изменении скорости электронного потока.

В этих приборах значительное время пролета электронов не вредит, а необходимо для нормальной работы прибора. Клистроны бывают *пролетные* (двухрезонаторные и многорезонаторные), пригодные для генерации и усиления колебаний, и *отражательные* (однорезонаторные), работающие только в качестве генераторов. Первые пролетные клистроны были построены по идеям Д. А. Рожанского инж. А. Арсеньевой в 1935 г. Отражательный клистрон изобретен в 1939 г. инж. В. Ф. Коваленко.

Схема устройства и включения пролетного двухрезонаторного клистрона для усиления колебаний показана на рис. 5-17. Электронный поток от катода к аноду проходит через две пары сеток, представляющих собой части стенок двух объемных резонаторов P_1 и P_2 (в некоторых клистронах вместо сеток сделаны просто отверстия в стенках резонаторов). Первый резонатор P_1 служит *входным контуром*. К нему с помощью коаксиальной линии и витка связи подводятся усиливаемые колебания с частотой f. Его сетки *1* и *2* образуют *модулятор (группирователь)*, в котором происходит модуляция скорости электронов.

Второй резонатор P_2 служит *выходным контуром*. В нем получаются усиленные колебания. Их энергия отбирается также с помощью витка связи и коаксиальной линии. Сетки *3* и *4* образуют *уловитель*. На оба резонатора и на анод подано положительное напряжение $U_р$, создающее между сеткой *1* и катодом ускоряющее поле, под влиянием которого электроны влетают в модулятор с значительной начальной скоростью v_0.

Если в резонаторе P_1 происходят колебания, то между сетками *1* и *2* существует переменное электрическое поле, которое действует на электронный поток и изменяет (модулирует) его скорость. В тот полупериод, когда на сетке *2* имеется положительный, а на сетке *1* —

отрицательный потенциалы [1], поле между сетками будет ускоряющим, и электроны, проходящие модулятор, получат добавочную скорость Δv. Во время отрицательного полупериода на сетке *2* потенциал отрицательный, а на сетке *1* — положительный, т. е. переменное поле становится тормозящим для электронов, которые уменьшают свою скорость на величину Δv. Только те электроны, которые проходят модулятор во время нулевой фазы колебаний, продолжают свое движение со скоростью v_0.

Таким образом, в пространство между сетками *3* и *2*, называемое *пространством группирования* (или пространством дрейфа), попадают электроны с разными скоростями. В этом пространстве нет электрического поля, так как между сетками *3* и *2* нет разности потенциалов,

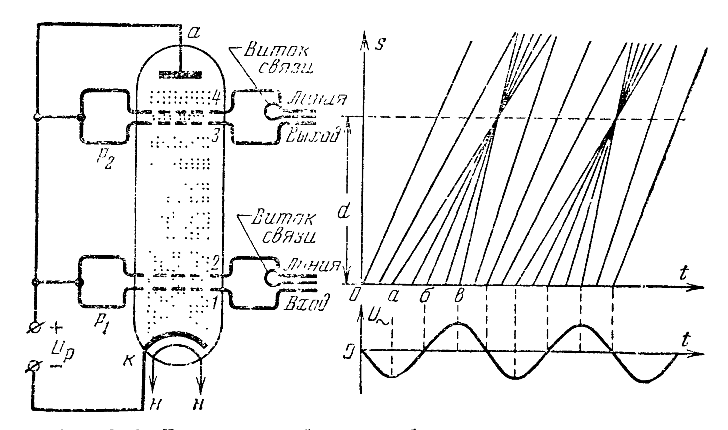


Рис. 5-17. Принцип устройства и работы пролетного клистрона.

и электроны летят по инерции с неизменными скоростями. Электроны, имеющие бо́льшие скорости, догоняют электроны, движущиеся с меньшими скоростями, в результате чего электронный поток разбивается на отдельные более плотные группы электронов — электронные сгустки. Иначе можно сказать, что благодаря модуляции электронного потока по скорости в пространстве группирования получается модуляция этого потока по плотности. Превращение равномерного электронного потока в электронный сгусток показано на рисунке точками.

Образование электронного сгустка можно показать графически. На рис. 5-17 даны графики зависимости пути s от времени t для электронов, проходящих модулятор в различные моменты времени. Здесь же показан график переменного напряжения в резонаторе P_1. Расстояние s отсчитывается от модулятора. Так как электроны движутся в пространстве группирования равномерно, то графиками их движения будут прямые линии, наклон которых показывает скорость движения.

Рассмо́трим движение трех электронов, проходящих модулятор в моменты времени *а*, *б* и *в*. Пусть электроны влетают в модулятор

[1] Имеются в виду, конечно, переменные потенциалы.

с одной и той же скоростью и время их пролета через модулятор много меньше периода T. Тогда электрон, проходящий в момент *б*, будет лететь далее с прежней скоростью v_0 и графиком его движения будет прямая линия с некоторым средним наклоном. График движения электрона, проходящего модулятор в момент *а*, будет иметь меньший наклон, так как этот электрон тормозился в резонаторе и его скорость меньше. А электрон, соответствующий моменту *в*, получит в резонаторе дополнительную скорость и его график пойдет круче.

Все три прямые пересекаются примерно в одной точке. Это значит, что все три электрона в некоторой точке своего пути сгруппируются вместе. Другие электроны, проходящие модулятор в моменты времени, промежуточные между рассмотренными, также придут в эту точку примерно в тот же момент. Что же касается электронов, пролетающих через модулятор раньше момента *а* и позже момента *в*, то, как показывают графики, они не группируются.

Таким образом, группируются лишь электроны, пролетающие через модулятор во время одной половины периода. Хорошее группирование возможно только в случае, если глубина модуляции скорости электронов невелика, т. е. если изменение скорости электронов под влиянием модулирующего переменного поля незначительно по сравнению со скоростью, которую они получили от постоянного ускоряющего напряжения. Поэтому переменное напряжение между сетками резонатора должно быть значительно меньше, чем постоянное напряжение $U_р$. Группирование электронов в сгусток, очевидно, повторяется в течение одной половины каждого периода.

Постоянное напряжение $U_р$ подбирается так, чтобы электронный сгусток получился в уловителе, т. е. на расстоянии d от модулятора. Если $U_р$ слишком велико, то электронный сгусток получится на большем расстоянии (между уловителем и анодом), а при слишком малом $U_р$ он будет слишком близко (в пространстве группирования). Отсюда следует, что ускоряющее напряжение $U_р$ должно быть вполне определенным и стабильным.

После точки наибольшего сгущения электронного потока электроны снова расходятся. Если продолжить графики движения электронов, то окажется, что группирование в сгусток снова повторится на расстоянии $3d$, затем $5d$ и т. д. Однако эти случаи практически не используются, так как размер d увеличивать невыгодно.

Итак, в уловитель поступают электронные сгустки, следующие друг за другом с частотой f. Они создают в резонаторе P_2 импульсы наведенного тока и возбудят в нем колебания. Для получения максимальной амплитуды колебаний резонатор P_2 должен быть настроен на частоту f, на которую настроен и резонатор P_1. Подобно тому как в обычном усилительном каскаде высокой частоты импульсы анодного тока проходят через анодный колебательный контур и создают в нем усиленные колебания, так и в клистроне электронный поток, состоящий из сгустков, проходя через резонатор P_2, создает в нем усиленные колебания. Усиление получается за счет энергии источника постоянного напряжения $U_р$, который создает ускоряющее поле. Электроны получают в этом поле большую энергию и благодаря тому, что в резонаторе P_1 происходит модуляция их скорости, они отдают часть этой энергии резонатору P_2.

Электронные сгустки пролетают через резонатор P_2 тогда, когда электрическое поле в нем тормозящее. Пролетевшие резонатор P_2

электроны попадают на анод и нагревают его. Часть электронов попадает и на сетки резонаторов Если бы электронный поток не был модулированным, то он не мог бы поддерживать колебания в резонаторе P_2. Действительно, равномерный электронный поток во время того полупериода колебаний, когда поле в резонаторе ускоряющее, отбирал бы от резонатора некоторую энергию, а во время следующего полупериода отдавал бы точно такое же количество энергии. В результате не происходило бы никакой отдачи энергии от электронов резонатору P_2.

Применим подобные же рассуждения к взаимодействию электронного потока с резонатором P_1. В этот резонатор поступает равномерный электронный поток, который в один полупериод отнимает некоторую энергию от резонатора, а в следующий полупериод отдает такое же количество энергии обратно. За целый период энергия от резонатора не отбирается. Это означает, что входное сопротивление модулятора для резонатора P_1 бесконечно велико, т. е. нет потерь энергии на процесс модуляции электронов по скорости.

Однако мы не учли влияния инерции электронов. Хотя время пролета электронов через модулятор очень мало, что объясняется большой их скоростью, но все же вследствие инерции электронов получается некоторый расход энергии на модуляцию. Чтобы он был возможно меньше, применяют более высокое ускоряющее напряжение U_p и уменьшают расстояние между сетками модулятора. Благодаря малым потерям энергии в резонаторе P_1 и на процесс модуляции входное сопротивление этого резонатора и его добротность получаются весьма большими.

Усиление мощности, даваемое двухрезонаторным клистроном, может быть порядка десятков. Однако серьезный недостаток клистрона заключается в том, что его к. п. д., представляющий собой отношение полезной колебательной мощности в резонаторе P_2 к мощности постоянного тока анодного источника, получается обычно не выше 20%. Это объясняется следующими явлениями. Группирование электронов не получается достаточно хорошим, так как электроны вылетают из катода с различными начальными скоростями. Поэтому, пролетая модулятор в один и тот же момент, они имеют неодинаковые скорости. Между электронами существует взаимное отталкивание, которое ухудшает группирование. Вследствие инерции электронов, пролетающих через уловитель, часть колебательной энергии резонатора P_2 отбирается электронами. Часть электронов вообще не группируется в сгустки и, следовательно, не участвует в полезной работе. В результате всего этого бо́льшая часть энергии бесполезно тратится на нагрев сеток и анода, так как все электроны в конечном счете с какой-то скоростью попадают на эти электроды.

Двухрезонаторные клистроны применяются в качестве усилителей в передатчиках СВЧ, причем их полезная мощность в режиме непрерывной работы может быть до десятков киловатт, а в импульсном режиме — до десятков мегаватт. При укорочении волны мощность уменьшается.

Клистроны применяют и для умножения частоты. Электронный поток в уловителе представляет собой конвекционный ток несинусоидальной формы. При хорошем группировании его можно приближенно считать состоящим из импульсов прямоугольной формы. Такой ток имеет резко выраженные высшие гармоники. Настраивая резонатор P_2 на частоту той или иной гармоники, получают умножение

частоты. Амплитуда гармоник с повышением их номера убывает медленно. Возможно умножение частоты даже в 10 и более раз.

Для усиления слабых сигналов в приемниках клистроны мало пригодны, так как они создают большие собственные шумы.

Пролетные многорезонаторные клистроны с числом резонаторов более двух сложнее по устройству, но обладают преимуществами по сравнению с двухрезонаторными. У многорезонаторных клистронов первый резонатор служит входным, а последний — выходным. Промежуточные резонаторы соединены только с положительным полюсом источника питания (рис. 5-18). Под действием пульсирующего электронного потока в них возникают колебания и создается переменное электрическое поле, которое дополнительно модулирует электронный поток и улучшает группирование электронов. Поэтому в выходной

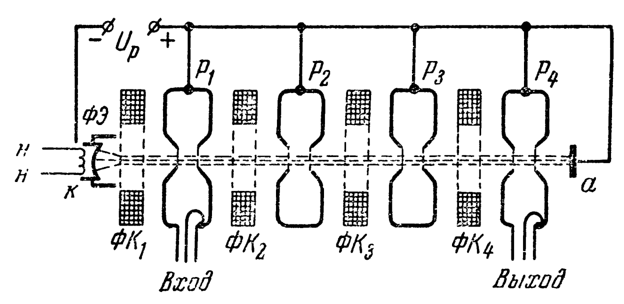


Рис. 5-18. Принцип устройства многорезонаторного пролетного клистрона.

Р — резонаторы; *ФК* — фокусирующие катушки; *ФЭ* — фокусирующий электрод.

резонатор попадают более плотные сгустки электронов. В результате к. п. д. клистрона возрастает (до 35—50% и даже более) и усиление мощности может доходить до нескольких миллионов.

Мощные многорезонаторные клистроны успешно работают в непрерывном и импульсном режиме в радиопередатчиках СВЧ и изготовляются на мощности до десятков мегаватт в импульсе. В некоторых мощных клистронах применяют электромагниты или постоянные магниты для фокусировки электронного потока, а также принудительное охлаждение воздухом или водой. Наиболее распространены клистроны на фиксированную частоту, но изготовляются также и клистроны с механической настройкой резонаторов на различные частоты. Однако такая перестройка сложна и позволяет изменять частоту не более, чем на 10—15%. Клистроны вообще имеют очень узкую полосу частот пропускаемых колебаний, что объясняется наличием нескольких настроенных резонаторов. Путем их расстройки возможно расширение полосы частот, но с неизбежным снижением усиления. Ведутся также работы по созданию широкополосных клистронов.

Двухрезонаторный или многорезонаторный клистрон можно превратить в генератор с самовозбуждением, если установить обратную связь между выходным и входным резонаторами, соединив их коаксиальной линией, длина которой подбирается так, чтобы получилась нужная фаза колебаний, подводимых обратно к входному ре-

зонатору. При правильной фазе электронные сгустки проходят через выходной резонатор в полупериоды, соответствующие тормозящему полю, и поддерживают колебания. А при обратной фазе электронный поток будет отбирать энергию от выходного резонатора и колебания быстро затухнут. Иногда в двухрезонаторных клистронах, имеющих общую стенку у резонаторов P_1 и P_2, делают дифракционную обратную связь в виде отверстия в этой стенке.

Однако двухрезонаторные и многорезонаторные клистроны сравнительно редко используются в качестве генераторов с самовозбуждением и применяются почти исключительно для усиления. А для маломощных генераторов (гетеродинов) более удобны отражательные клистроны, имеющие только один резонатор и поэтому не требующие точной настройки двух резонаторов.

5-8. ОТРАЖАТЕЛЬНЫЙ КЛИСТРОН

Схема устройства и включения отражательного (однорезонаторного) клистрона показана на рис. 5-19.

В нем один объемный резонатор служит одновременно модулятором и уловителем. На резонатор подано высокое постоянное напряжение $U_р$ для ускорения электронов. За резонатором находится *отражатель* — электрод, имеющий отрицательное напряжение U_0 относительно катода. Для лучшей фокусировки электронного потока

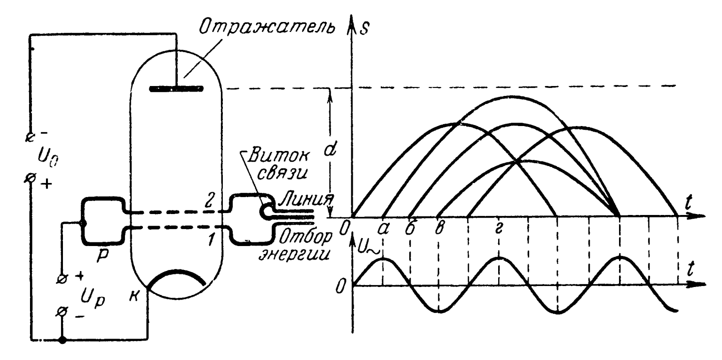


Рис. 5-19. Принцип устройства и работы отражательного клистрона.

катод окружен цилиндром, который называют фокусирующим электродом и соединяют обычно с катодом. Вывод колебаний от резонатора делается с помощью витка связи и коаксиальной линии.

Поток электронов под действием ускоряющего поля влетает в резонатор и возбуждает в нем импульс наведенного тока. В резонаторе возникают колебания, создающие между его сетками переменное электрическое поле. Это поле модулирует электронный поток по скорости так же, как и в двухрезонаторном клистроне. Таким образом, электроны вылетают с различными скоростями из резонатора в пространство группирования между резонатором и отражателем, в котором действует постоянное тормозящее поле.

Электроны в этом поле тормозятся, останавливаются, а затем ускоренным движением возвращаются обратно в резонатор. Чем больше скорость электрона, тем он дальше углубляется в тормозящее поле и больше времени находится в этом поле. В результате электроны, пролетевшие резонатор во время положительного полупериода и получившие от переменного электрического поля добавочную скорость, могут вернуться обратно в тот же момент, когда возвратятся электроны, пролетевшие резонатор позднее во время отрицательного полупериода и получившие торможение со стороны переменного поля.

Следующий пример наглядно иллюстрирует это. Если бросить вверх друг за другом с небольшими промежутками три одинаковых предмета, но первому дать наибольшую скорость, а третьему — наименьшую, то все они могут упасть обратно одновременно. При этом первый из них поднимется выше всех и будет в движении наибольшее время, а последний поднимется меньше всех и возвратится через наименьший промежуток времени.

Хотя модуляция скорости в отражательном клистроне происходит так же, как и в пролетном клистроне, но процесс группирования совершается иначе. На рис. 5-19 показаны графики пути электронов в отражательном клистроне, поясняющие принцип группирования электронов в сгусток. Графики эти строятся так же, как на рис. 5-17, но они представляют собой не прямые, а кривые линии (параболы), так как движение каждого электрона неравномерно. Сначала электрон движется замедленно (до точки остановки), а затем ускоренно возвращается обратно. Электроны *а, б* и *в* возвращаются обратно в один и тот же момент, т. е. группируются в один плотный сгусток. Это же относится и к электронам, пролетающим резонатор в промежуточные моменты времени от *а* до *в*.

Электронный сгусток может вернуться в резонатор в различные моменты времени в зависимости от величины постоянных напряжений $U_р$ и U_0. При возврате в резонатор электронные сгустки отдают ему свою энергию только тогда, когда они попадают в тормозящее поле, т. е. когда на сетке *1* имеется отрицательный потенциал, а на сетке *2* — положительный (такое поле для прямого потока электронов будет ускоряющим). Больше всего энергии электроны отдают в случае, если они возвращаются в момент амплитудной фазы тормозящего поля. Когда электронные сгустки возвращаются в резонатор в другие моменты времени, они отдают меньше энергии и мощность колебаний снижается. Если отдаваемая электронами энергия станет слишком малой, то колебания вообще не будут поддерживаться и затухнут. При возврате электронного сгустка в резонатор во время отрицательного полупериода колебаний, когда поле в резонаторе ускоряющее, электроны отбирают энергию от резонатора, и колебания затухнут еще быстрее.

Время пролета электронов в пространстве группирования $t_{пр}$, т. е. промежуток времени между пролетом электронов через резонатор в прямом направлении и их возвратом, принято указывать для среднего электрона *б*, вокруг которого группируются остальные электроны. На рис. 5-19 это время равно $1^3/_4\,T$. Увеличив отрицательное напряжение на отражателе, можно заставить электронный сгусток возвращаться в резонатор в момент *г*, т. е. через промежуток, равный $^3/_4 T$. И, наоборот, если уменьшить напряжение отражателя, то электроны пройдут дальше в тормозящее поле и вернутся в резонатор позд-

нее, например, через промежуток времени $2^3/_4\ T$. Во всех этих случаях электронные сгустки отдают резонатору наибольшую энергию, так как они попадают в наиболее сильное тормозящее поле. Таким образом, для получения в клистроне незатухающих колебаний наибольшей мощности необходимо выполнить условие

$$t_{пр} = \left(n + \frac{3}{4}\right)T \text{ или } t_{пр} = \frac{n + \frac{3}{4}}{f},$$

где n — любое целое число, включая нуль. Соответственно этому различают несколько областей (или зон) возбуждения клистрона. Если $n = 0$ и $t_{пр} = {}^3/_4\ T$, то имеется *нулевая* область возбуждения.

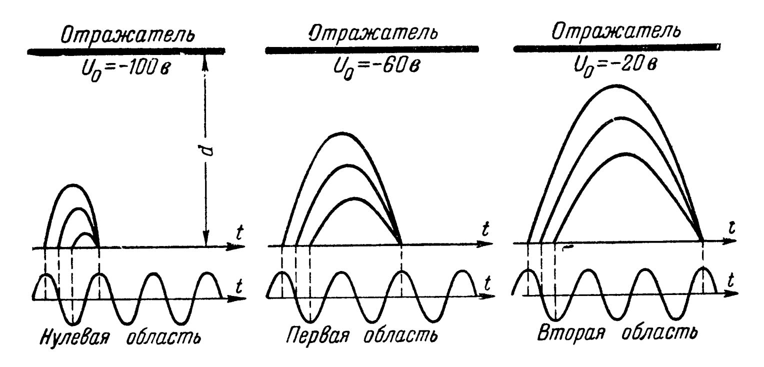


Рис. 5-20. Графики пути электронов при работе отражательного клистрона в различных областях возбуждения.

При $n = 1$ и $t_{пр} = 1^3/_4\ T$ клистрон работает в *первой области возбуждения*. Второй области возбуждения соответствует $n = 2$ и $t_{пр} = 2^3/_4\ T$ и т. д. На рис. 5-20 показаны графики пути группирующихся электронов для первых трех областей возбуждения.

На время пролета электронов в клистроне влияют следующие величины. Чем больше расстояние d между резонатором и отражателем, тем слабее напряженность тормозящего поля при одной и той же разности потенциалов $U_р - U_0$. Но при более слабом поле электроны слабее тормозятся, пройдут больше в глубь поля и вернутся позднее. Следовательно, при большем d может получиться область возбуждения более высокого номера. Конечно, у данного клистрона расстояние d неизменно.

Сильное влияние на время пролета оказывает напряжение отражателя, что показано на рис. 5-20. С увеличением U_0 растет напряженность тормозящего поля $E = \frac{U_р - U_0}{d}$ и клистрон будет работать в области возбуждения более низкого номера. Если с помощью какого-либо индикатора определить изменение мощности колебаний в резонаторе в зависимости от величины U_0, то получится график, показанный на рис. 5-21. Мощность колебаний обычно бывает наиболь-

шей для какой-то одной области, для которой группирование электронов оказывается наилучшим. Для областей возбуждения меньших и больших номеров мощность меньше, так как имеется много явлений, ухудшающих группирование. К ним относится взаимное отталкивание электронов, неодинаковость их начальных скоростей, неравномерность поля в пространстве группирования и около сеток, а также ряд других причин.

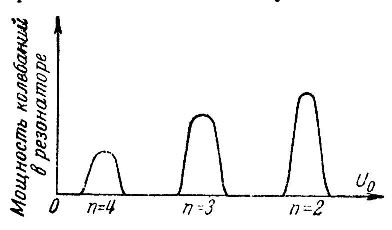


Рис. 5-21. Зависимость мощности колебаний отражательного клистрона от напряжения отражателя.

Постоянное напряжение на резонаторе $U_р$ гораздо слабее влияет на время пролета. Его изменение дает одновременно два противоположных действия, которые в известной степени взаимно компенсируют друг друга. Если, например, увеличить $U_р$, то скорость электронов возрастет и они должны глубже проникать в пространство группирования, т. е. время пролета должно увеличиться. Но при увеличении $U_р$ возрастает напряженность тормозящего поля в пространстве группирования, электроны будут сильнее тормозиться и должны быстрее вернуться, т. е. время пролета должно уменьшиться.

Переход к области возбуждения более высоких номеров путем уменьшения отрицательного напряжения на отражателе в конце концов приводит к тому, что при $U_0 > 0$ электроны попадают на отражатель и не возвращаются в резонатор.

У отражательных клистронов к. п. д. не превышает 3—5%, а иногда бывает даже меньше 1%. Поэтому такие клистроны не применяют для мощностей более нескольких ватт. Наибольшее распространение получили маломощные отражательные клистроны для гетеродинов приемников и измерительной аппаратуры. Полезная мощность у них обычно составляет сотые или десятые доли ватта.

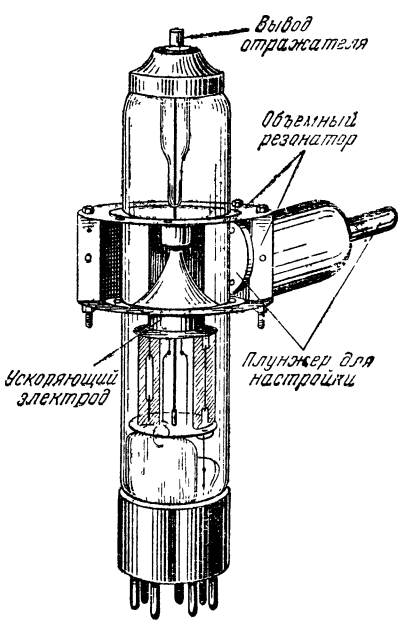


Рис. 5-22. Стеклянный клистрон на волну 10 *см* (одна половина резонатора снята)

Пример конструкции стеклянного отражательного клистрона на волну 10 *см* показан на рис. 5-22. Внешняя часть его объемного резонатора разборная (на рисунке одна половина резонатора снята). От внутренних частей резонатора сделаны два дисковых вывода,

впаянных в стекло баллона. К ним плотно привинчены две полуцилиндрические боковые стенки резонатора. В них имеются плунжеры или винты для изменения частоты резонатора и отверстие для витка связи. Клистрон этого типа не имеет сеток. Вместо них в резонаторе сделаны два небольших отверстия.

На рис. 5-23 показан металлический отражательный клистрон на волну 3 *см*. По внешнему виду он напоминает металлическую лампу.

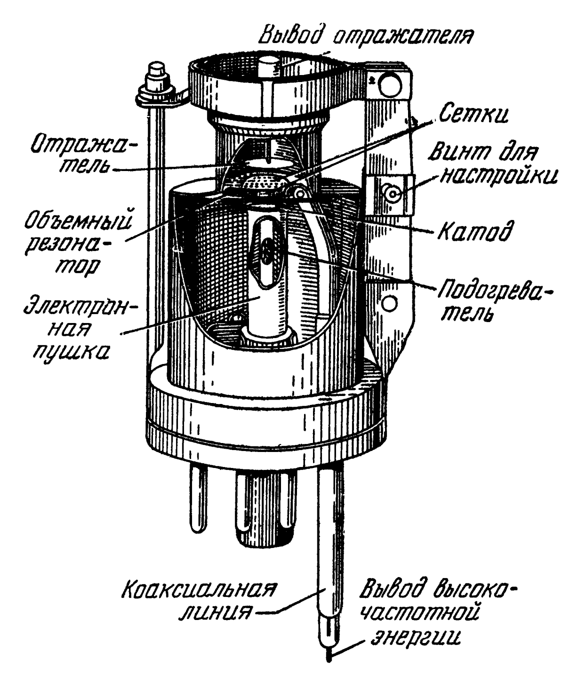


Рис. 5-23. Металлический отражательный клистрон на волну 3 *см*.

Объемный резонатор очень малых размеров (диаметр 10 *мм* и высота около 2 *мм*) находится внутри металлического баллона. В резонаторе имеется виток связи, от которого выведена коаксиальная линия диаметром примерно 3 *мм*. Расстояние между сетками порядка 0,1 *мм*. Для настройки объемного резонатора имеются две плоские пружины, которые можно сжимать винтом. Они действуют на стенки резонатора и несколько изменяют его объем.

Вообще для изменения частоты колебаний, генерируемых отражательным клистроном, необходимо изменить собственную частоту резонатора и соответственно режим питания, например, напряжение отражателя, чтобы получились наивыгоднейшие условия самовозбуждения. Именно так настраивают на разные волны диапазонные отражательные клистроны.

В небольших пределах частоту можно изменять также изменением напряжения отражателя. Такой способ называют *электронной настройкой*. Если увеличить отрицательное напряжение отражателя, то электронные сгустки возвращаются в резонатор несколько раньше и частота колебаний возрастет. А при уменьшении U_0 получается запаздывание возврата электронов в резонатор и частота колебаний уменьшается. Можно привести следующую механическую аналогию электронной настройки. Пусть колебания маятника поддерживаются кратковременными внешними толчками. Если эти толчки даются в моменты, когда маятник находится в крайнем положении, то частота колебаний равна собственной частоте маятника. Но можно подталкивать маятник несколько раньше, не давая ему дойти до амплитудного положения. В этом случае частота немного увеличится. Для уменьшения частоты надо давать толчки так, чтобы каждое колебание маятника, наоборот, несколько затягивалось.

При изменении частоты колебаний методом электронной настройки полезная мощность уменьшается. Поэтому такую настройку принято ограничивать условием уменьшения полезной мощности не более, чем на 50%. Обычно электронная настройка допускается на несколько десятков мегагерц в ту или другую сторону, причем на каждый вольт изменения напряжения отражателя получается изменение частоты на десятые доли или единицы мегагерц, что составляет десятые доли процента рабочей частоты.

Сильное влияние питающих напряжений и в первую очередь напряжения отражателя на частоту заставляет применять стабилизированное питание клистрона в тех случаях, когда частота должна быть стабильна.

5-9. МАГНЕТРОН

Чтобы изучить устройство и работу магнетронов, представляющих собой важнейшие электронные приборы для генерации колебаний СВЧ большой мощности, необходимо рассмотреть движение электронов в магнитном поле.

Движущийся электрон представляет собой элементарный электрический ток и поэтому испытывает со стороны магнитного поля такое же действие, как и проводник с током. Из электротехники известно, что на прямолинейный проводник с током, находящийся в магнитном поле, действует механическая сила под прямым углом к магнитным силовым линиям и к проводнику. Ее направление изменяется на обратное, если изменить направление тока или направление магнитного поля. Эта сила пропорциональна напряженности поля, величине тока и длине проводника, а также зависит от угла между проводником и направлением поля. Она будет наибольшей, если проводник расположен перпендикулярно силовым линиям; если же проводник расположен вдоль линий поля, то сила равна нулю.

Когда электрон в магнитном поле неподвижен или движется вдоль силовых линий, то на него магнитное поле вообще не действует. На рис. 5-24 показано, что происходит с электроном, который влетает с начальной скоростью v_0 в равномерное магнитное поле перпендикулярно к направлению поля. При отсутствии поля электрон двигался бы по инерции прямолинейно и равномерно (штриховая линия); при наличии поля на него будет действовать сила F, направленная под прямым углом к магнитному полю и к скорости v_0 Под действием

этой силы электрон искривляет свой путь и двигается по дуге окружности. При этом его линейная скорость v_0 и энергия остаются неизменными, так как сила F все время действует перпендикулярно к скорости v_0. Таким образом, магнитное поле в отличие от электрического не изменяет энергию электрона, а лишь закручивает его траекторию.

Радиус окружности, по которой движется электрон в магнитном поле, определяется по формуле

$$r = \frac{mv_0}{eH},$$

где m и e — масса и заряд электрона,
v_0 — скорость электрона;
H — напряженность поля.

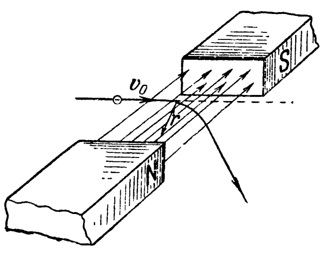


Рис. 5-24. Движение электрона в магнитном поле.

При большей скорости v_0 электрон сильнее стремится двигаться по инерции прямолинейно. Его траектория искривляется меньше и радиус окружности получается больше. А при увеличении напряженности поля H траектория электрона закручивается сильнее и радиус ее уменьшается. Если радиус достаточно мал, то электрон двигается в магнитном поле по замкнутой окружности.

В магнетронах в результате совместного действия электрического и магнитного полей на потоки электронов получается генерация колебаний высокой частоты. В настоящее время широкое распространение получили *многорезонаторные* магнетроны, идея создания которых была выдвинута М. А. Бонч-Бруевичем.

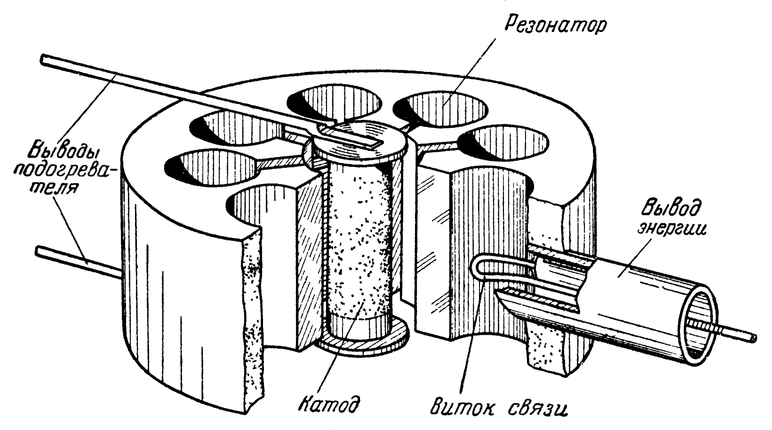


Рис. 5-25. Принцип устройства многорезонаторного магнетрона.

Устройство многорезонаторного магнетрона показано на рис. 5-25 и 5-26. Он представляет собой диод с особой конструкцией анода. Катод в большинстве случаев применяется оксидный подогревный с большой поверхностью. С торцов у катода имеются диски, препятствующие движению электронов вдоль оси. Анод сделан в виде мас-

сивного медного блока кольцевой формы. Вакуумное пространство между катодом и анодом называется *пространством взаимодействия*. В толще анода имеется четное число, например 8, резонаторов, со-

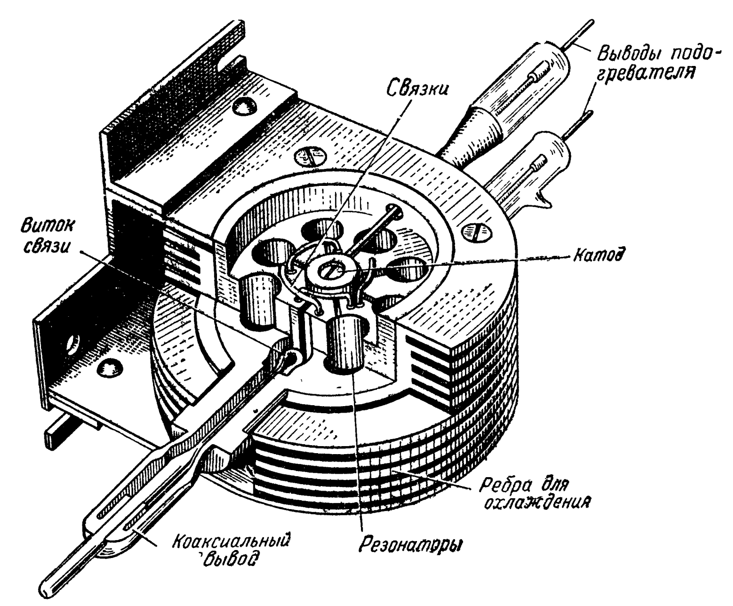


Рис. 5-26. Разрез многорезонаторного магнетрона.

стоящих из отверстия, соединенного щелью с пространством взаимодействия. Щель выполняет функцию конденсатора. На ее поверхностях при колебаниях образуются переменные электрические заряды, между которыми возникает переменное электрическое поле. Индуктивностью резонатора служит поверхность отверстия, которая эквивалентна одному витку, сделанному из ленточного проводника. Большая поверхность витка дает уменьшение активного сопротивления и индуктивности. Такой резонатор представляет собой нечто среднее между колебательной системой с сосредоточенными параметрами и четвертьволновой резонансной линией. В некоторых типах магнетронов резонаторы делают в виде щели длиной в четверть волны (рис. 5-27).

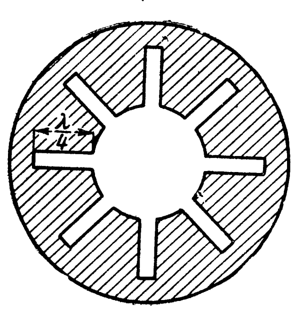


Рис. 5-27. Резонаторы в виде четвертьволновой короткозамкнутой линии.

Все резонаторы магнетрона сильно связаны друг с другом, так как переменный магнитный поток одного резонатора замыкается через соседние резонаторы (рис. 5-28). Кроме того, резонаторы соеди-

няют друг с другом определенным образом с помощью проводов, называемых *связками* (рис. 5-26)

Наружная часть анода обычно делается в виде ребристого радиатора для лучшего охлаждения. Иногда его обдувают воздухом. С боковых сторон к аноду припаяны медные диски, образующие вместе с анодом баллон, необходимый для сохранения вакуума.

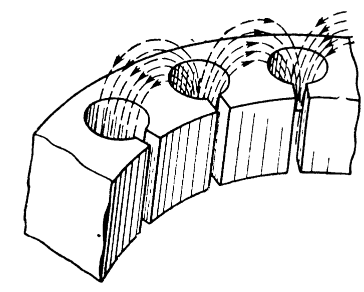


Рис. 5-28 Магнитная связь между соседними резонаторами.

Выводы от подогревателя проходят в стеклянных трубках, спаянных с анодом. Катод подключен внутри магнетрона к одному из выводов подогревателя.

Для вывода энергии колебаний в одном из резонаторов имеется виток связи, соединенный с коаксиальной линией. Ее вывод также делается с помощью стеклянной трубки. Благодаря сильной связи между резонаторами отбор энергии получается от всех резонаторов. Вместо коаксиальной линии для вывода энергии на очень коротких волнах применяют волновод, соединенный с резонатором через щель.

Анод магнетрона имеет высокий положительный потенциал относительно катода. Так как анод служит корпусом магнетрона, то его обычно заземляют, а катод находится под высоким отрицательным потенциалом. Между анодом и катодом создается ускоряющее поле,

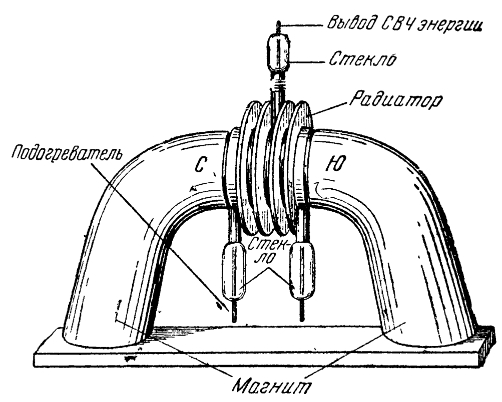


Рис. 5-29. Внешний вид магнетрона с магнитной системой.

силовые линии которого расположены радиально, как в диоде с цилиндрическими электродами. Вдоль оси магнетрона действует сильное постоянное магнитное поле, созданное магнитом, между полюсами которого располагается магнетрон. Форма магнитной системы может быть различной. Один из ее вариантов показан на рис. 5-29. В так

называемых пакетированных магнетронах постоянные магниты входят в конструкцию самого магнетрона.

Рассмотрим сначала движение электронов в магнетроне, предполагая, что колебаний в резонаторах нет. Для упрощения изобразим анод без щелей (рис. 5-30). Под влиянием ускоряющего электрического поля электроны стремятся лететь по силовым линиям, т. е. по радиусам, к аноду. Но как только они набирают некоторую скорость, постоянное магнитное поле, действующее перпендикулярно электрическому полю, начинает искривлять их траектории. Так как скорость электронов постепенно нарастает, то радиус этого искривления постепенно увеличивается. Поэтому траектория электронов будет получаться не дугой окружности, а более сложной кривой. На рис. 5-30 показаны траектории электрона, вылетевшего из катода с ничтожно малой начальной скоростью, для случаев различной величины напряженности магнитного поля H. Анодное напряжение для всех этих случаев одно и то же.

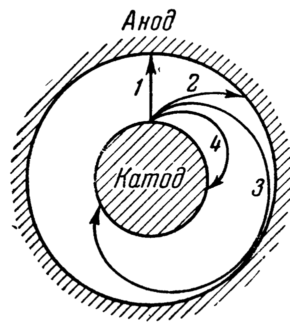


Рис. 5-30. Влияние магнитного поля на движение электронов в магнетроне.

Если $H = 0$, то электрон летит по радиусу *1*. При напряженности поля меньше некоторого критического значения $H_{кр}$ электрон попадает на анод по криволинейной траектории *2*. Критическая напряженность поля $H_{кр}$ соответствует более искривленной траектории *3*. В этом случае электрон пролетает у поверхности анода, почти касаясь ее, и возвращается на катод. Наконец, если $H > H_{кр}$, то электрон еще более круто поворачивает обратно где-то в промежутке между анодом и катодом (кривая *4*).

Магнетроны работают при напряженности поля несколько больше критической. Поэтому электроны при отсутствии колебаний пролетают близко к поверхности анода, но на различных расстояниях от нее, так как они при вылете из катода имеют различные начальные скорости. Поскольку движется очень большое количество электронов, то можно считать, что вокруг катода вращается *электронное облако* в виде кольца (рис. 5-31). Конечно, электроны не находятся в нем постоянно. Ранее вылетевшие электроны возвращаются на катод, а на их место из катода вылетают новые электроны.

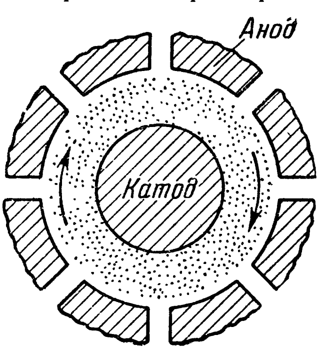


Рис. 5-31. Вращающееся электронное облако в магнетроне при отсутствии колебаний в резонаторах.

Скорость вращения электронного облака зависит от анодного напряжения, с увеличением которого электроны пролетают около анода с большей скоростью. При этом необходимо увеличивать и напряженность магнитного поля для того, чтобы электроны не попадали на анод.

Вращающийся с определенной скоростью электронный объемный заряд, образованный совместным действием постоянных электрического и магнитного полей, взаимодействует с переменными электрическими полями резонаторов и поддерживает в них колебания. Процесс этого взаимодействия весьма сложен, поэтому он будет рассмотрен лишь приближенно.

Прежде всего выясним вопрос о возникновении колебаний в резонаторах. Так как все резонаторы сильно связаны друг с другом, то они в целом представляют собой сложную колебательную систему, имеющую несколько собственных частот. Когда электронный поток впервые начинает вращаться около щелей резонаторов (например, при включении анодного напряжения), то в резонаторах появляются

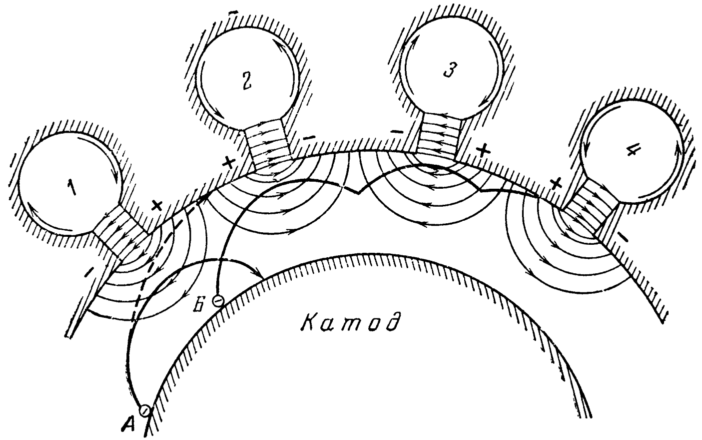


Рис. 5-32. Пути вредного (*А*) и полезного (*Б*) электронов в магнетроне при наличии колебаний в резонаторах.

импульсы наведенного тока и возникают собственные затухающие колебания Они могут иметь разные частоты и фазы. Например, если считать систему симметричной, то в резонаторах должны возникнуть колебания, совпадающие по фазе. Однако полной симметрии быть не может и поэтому наряду с такими колебаниями возникают и другие, имеющие сдвиг фаз между собой.

Основной тип колебаний, дающих наибольшую полезную мощность и наиболее высокий к. п. д., — противофазные колебания, происходящие в соседних резонаторах со сдвигом фаз на 180°. На рис. 5-32 для таких колебаний изображены переменные электрические поля и знаки переменных потенциалов на сегментах анода, а также показаны стрелками колебательные токи, протекающие по поверхности отверстий резонаторов. Так как значение постоянного электрического поля, ускоряющего электроны и дающего им большую кинетическую энергию, известно, то с целью упрощения рисунка это поле не показано.

Для противофазных колебаний получается очень сильная индуктивная связь между резонаторами за счет того, что магнитный поток из одного резонатора переходит в соседние резонаторы, что было пока-

зано на рис. 5-28. Магнетроны, как правило, работают с этим типом колебаний и в их конструкции приняты меры для того, чтобы такие колебания возбуждались наиболее легко. С этой целью применяют *связки*, т. е. соединяют проводами сегменты анода, которые должны иметь переменные потенциалы одного знака (через один). Возникшие колебания других типов обычно быстро затухают.

Взаимодействие электронов с переменным электрическим полем получается таким, что при правильном режиме электронный поток отдает полю больше энергии, чем отбирает от него. Это именно и нужно для превращения возникших в резонаторах колебаний в незатухающие. Следующие явления способствуют переходу энергии от электронного потока в резонаторы.

Прежде всего переменное электрическое поле как бы сортирует электроны на полезные и вредные, при этом вредные электроны быстро удаляются из пространства взаимодействия обратно на катод. Рассмотрим этот процесс.

Для электронов, вращающихся по часовой стрелке (рис. 5-32), электрические поля резонаторов *1, 3,...* — ускоряющие, а поля резонаторов *2, 4,...* — тормозящие. Через полпериода, очевидно, эти поля поменяются местами. На рис. 5-32 показаны траектории двух электронов. Электрон *А* попадает в ускоряющее поле и отбирает энергию от резонатора, т. е. представляет собой вредный электрон, но он пролетает довольно далеко от щели резонатора и возвращается на катод. При наличии одного постоянного поля этот электрон летел бы по траектории, показанной штрихом. Но поле резонатора *1* усиливает искривление траектории электрона и увеличивает его энергию, так что он преодолевает действие постоянного поля и возвращается на катод. Вредные электроны бомбардируют катод и увеличивают его нагрев. С этим явлением в магнетронах приходится считаться. Для того чтобы не было перекала катода, во время работы магнетрона обычно уменьшают напряжение накала. Кроме того, поверхность катода должна быть сделана более прочной для избежания ее разрушения ударами электронов.

Более сложным оказывается путь полезного электрона *Б,* попавшего в тормозящее переменное поле резонатора *2*. Такой электрон отдает часть своей энергии резонатору и уже не имеет достаточно энергии для того, чтобы вернуться на катод. Он теряет полностью свою энергию в какой-то точке пространства взаимодействия, не долетев до катода, а затем снова ускоренно летит к аноду и одновременно искривляет свою траекторию под действием магнитного поля.

Если в магнетроне правильно подобраны анодное напряжение и напряженность магнитного поля, то время пролета полезного электрона от одной щели до другой составляет полпериода. Такой электрон, приблизившись к щели резонатора *3,* опять окажется в тормозящем переменном поле, так как через полпериода у этого резонатора ускоряющее поле изменится на тормозящее. Следовательно, электрон снова отдаст часть своей энергии резонатору и проделает еще меньший путь по направлению к катоду. В конце концов, израсходовав значительную часть своей энергии, электрон попадает на анод. Рассмотренная траектория полезного электрона, конечно, только примерная.

Полезные электроны отдают резонаторам больше энергии, чем отнимают ее от резонаторов вредные электроны. Действительно, вредный электрон отнимает энергию только у одного резонатора, причем этот электрон пролетает довольно далеко от щели, т. е. в сравни-

тельно слабом переменном поле. Поэтому он отнимает сравнительно небольшую энергию. А полезный электрон отдает энергию двум резонаторам и пролетает ближе к их щелям, т. е. в более сильном переменном поле.

Переходу энергии от электронов к резонаторам способствует процесс модуляции электронного потока, напоминающий модуляцию в двухрезонаторном клистроне. Каждый предыдущий резонатор в магнетроне служит модулятором для вращающегося электронного облака, а каждый следующий резонатор — уловителем. Однако процесс модуляции здесь сложнее, чем в клистроне. В двухрезонаторном клистроне электронный поток, движущийся поступательно, подвергается скоростной модуляции, благодаря которой этот поток разбивается на отдельные сгустки. Последний процесс совершается в пространстве группирования, в котором нет электрического и магнитного полей.

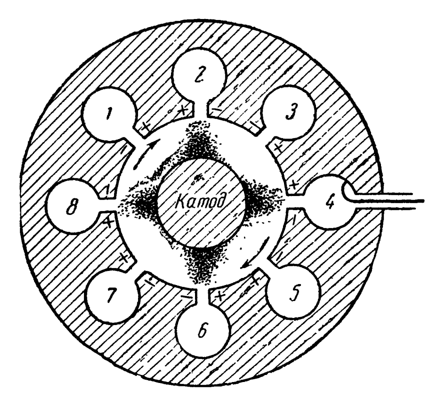


Рис. 5-33. Вращающееся электронное облако со спицами в магнетроне при наличии колебаний в резонаторах.

В магнетроне вращающийся электронный поток также подвергается действию переменного электрического поля данного резонатора и получается модуляция скорости электронов. Но это поле не однородное, как в клистроне. Поэтому оно меняет не только скорость, но и траекторию движения электронов. Процесс усложняется тем, что он происходит в радиальном постоянном электрическом поле, которое изменяет скорость электронов и совместно с постоянным магнитным полем влияет на траекторию полета электронов.

В результате скоростной модуляции и изменения траекторий электронов вращающееся электронное облако из кольцевого превращается в своеобразное зубчатое. Оно показано на рис. 5-33 и напоминает колесо со спицами, но без обода. Число электронных спиц равно половине числа резонаторов. Конечно, резких переходов от этих спиц к промежуткам между ними нет. Спицы представляют собой сгущения электронного потока, получившиеся в результате скоростной модуляции и различных траекторий у полезных и вредных электронов. А между этими сгущениями имеются области более разреженного объемного заряда.

Электронное облако со спицами при правильном режиме магнетрона вращается с такой скоростью, что спицы проходят мимо щелей, у которых в данный момент имеется тормозящее поле. Промежутки между спицами, наоборот, проходят через ускоряющие поля. В итоге получается значительная отдача энергии резонаторам от электронного потока. Источником этой энергии служит анодное питание. Помимо полезной энергии получается также потеря энергии на разогрев катода и анода от электронной бомбардировки.

Анализ работы магнетрона приводит к следующей зависимости между числом резонаторов N, напряженностью магнитного поля H и частотой генерируемых колебаний f:

$$NH = af,$$

где a — постоянная величина, зависящая от конструкции магнетрона. В свою очередь напряженность поля H связана с анодным напряжением формулой

$$H = b\sqrt{U_{\text{а}}},$$

где b — также постоянная величина.

Из этих формул видно, что в магнетронах на более высокие частоты нужно либо иметь большее число резонаторов, либо увеличивать напряженность магнитного поля H, что в свою очередь связано с увеличением анодного напряжения.

В настоящее время магнетроны строятся на мощности при импульсной работе в дециметровом диапазоне до десятков тысяч киловатт и до тысяч киловатт для сантиметровых волн. При этом в самых мощных магнетронах анодное напряжение в импульсе достигает десятков киловольт, а анодный ток доходит до сотен ампер. Магнетроны для непрерывного режима имеют мощность до десятков киловатт на дециметровых волнах и до киловатт на сантиметровых волнах. В мощных магнетронах применяется принудительное воздушное или водяное охлаждение; к. п. д. магнетронов может быть до 70% и даже выше (при работе на дециметровом диапазоне). Для сантиметрового диапазона он снижается до 30—60%.

Помимо магнетронов, на одну фиксированную частоту делаются также настраиваемые магнетроны, в которых с помощью механического устройства изменяется собственная частота резонаторов. Для этой цели на более коротких волнах в отверстия резонаторов вводят медные штырьки, которые уменьшают индуктивность, а на более длинных волнах в щели вводят дополнительные металлические пластинки, увеличивающие емкость. Эти методы могут дать изменение частоты на 10—15% и даже больше. Конструктивное выполнение подобных устройств представляет известные трудности, так как они находятся в вакууме, а управляться должны извне. Электронную настройку удалось осуществить лишь в маломощных магнетронах, и поэтому она не получила пока широкого распространения.

Магнетроны не обладают достаточно высокой стабильностью частоты и фазы генерируемых колебаний. Их недостаток заключается также в невозможности изменения частоты в широком диапазоне. Поэтому в последнее время вместо магнетронов все чаще применяют другие электронные приборы СВЧ, как, например, клистроны, лампы бегущей и обратной волны, а также некоторые совершенно новые приборы (платинотроны и другие).

Следует отметить, что в Советском Союзе под руководством акад. П. И. Капицы был разработан новый прибор *планатрон,* представляющий собой видоизмененный магнетрон. В нем резонаторы расположены не по окружности, а по прямой линии, и поэтому электронный поток совершает не вращательное, а поступательное движение. Первые исследования планатронов показали, что они весьма многообещающие приборы и могут использоваться не только для генерирования с относительно высоким к. п. д. мощных колебаний СВЧ, но

и для преобразования энергии этих колебаний в энергию постоянного тока. При дальнейшем улучшении планатронов они могут стать основными приборами для дальней передачи энергии по волноводным линиям.

5-10. ЛАМПЫ БЕГУЩЕЙ И ОБРАТНОЙ ВОЛНЫ

Двухрезонаторные клистроны, применяемые в качестве усилителей, обладают некоторыми недостатками. Во-первых, они дают недостаточное усиление и имеют сравнительно низкий к. п. д. Это объясняется тем, что электроны на малом участке своего пути — в промежутке между сетками выходного резонатора — отдают лишь небольшую часть своей энергии. Иначе говоря, электронный поток, сгруппированный в сгустки, слишком мало взаимодействует с электрическим полем выходного резонатора.

Второй недостаток клистрона — большой уровень собственных шумов. В любой лампе электронный поток даже при постоянстве напряжений на электродах не вполне постоянен, а совершает беспорядочные изменения, называемые флуктуациями. Они объясняются главным образом тем, что процесс электронной эмиссии неравномерный. Число электронов, вылетающих из катода в равные малые промежутки времени (например, в каждую микросекунду), не постоянно. Причина такой неравномерности эмиссии заключается в беспорядочном тепловом движении электронов, атомов и молекул в веществе самого катода. Величина флуктуаций электронного потока весьма мала, но после значительного усиления эти флуктуации проявляют себя в виде шума. Флуктуационные шумы не позволяют принимать слабые сигналы, уровень которых ниже уровня шумов. При увеличении электронного потока в лампе флуктуационные шумы усиливаются, достигая наибольшей величины в режиме насыщения. Между прочим именно поэтому в качестве генераторов шумов для измерений и испытаний приемников применяют диоды, работающие в режиме насыщения. В клистронах для получения большого усиления и более высокого к. п. д. необходимо, чтобы электронный поток был значительным, но при этом и уровень шумов также будет высоким.

Наконец, третий недостаток клистрона — это узкая полоса частот пропускаемых колебаний, объясняющаяся наличием двух объемных резонаторов с высокой добротностью. Расширение полосы путем ухудшения качества резонаторов невыгодно, так как это снижает усиление и к. п. д. Однако для усиления частотно-модулированных или импульсно-модулированных сигналов необходима широкая полоса пропускаемых частот.

Недостатки, свойственные клистрону, в значительной степени устраняются в лампе бегущей волны (ЛБВ). Усиление и к. п. д. в ЛБВ могут быть значительно выше, чем в клистроне. Это объясняется тем, что электронный поток в ЛБВ взаимодействует с переменным электрическим полем на большом участке своего пути и отдает значительную часть своей энергии на создание усиленных колебаний. Электронный поток в ЛБВ гораздо слабее, чем в клистроне, и поэтому уровень шумов сравнительно невелик. Полоса пропускаемых частот может быть очень большой, так как в ЛБВ нет никаких колебательных систем. Ширина полосы частот ограничивается не самой лампой, а различными дополнительными устройствами, служащими для связи лампы с внешними цепями и для согла-

сования отдельных элементов этих дополнительных устройств между собой. ЛБВ для частот порядка тысяч мегагерц имеют полосу пропускаемых частот порядка сотен мегагерц, что вполне достаточно для радиолокации и всех видов современной радиосвязи.

Устройство ЛБВ показано схематически на рис. 5-34. В левой части удлиненного баллона помещен электронный прожектор, имеющий подогревный катод *К*, фокусирующий электрод *ФЭ* и анод *А*. Электронный луч, созданный электронным прожектором, проходит далее внутри проволочной спирали, выполняющей роль внутреннего провода коаксиальной линии. Наружным проводом этой линии служит металлическая трубка *Т*. Спираль укреплена на специальных изоляторах (для упрощения рисунка они не показаны). Фокусирующая катушка *ФК*, питаемая постоянным током, служит для сжатия электронного луча по всей его длине, чтобы он не увеличил свои попереч-

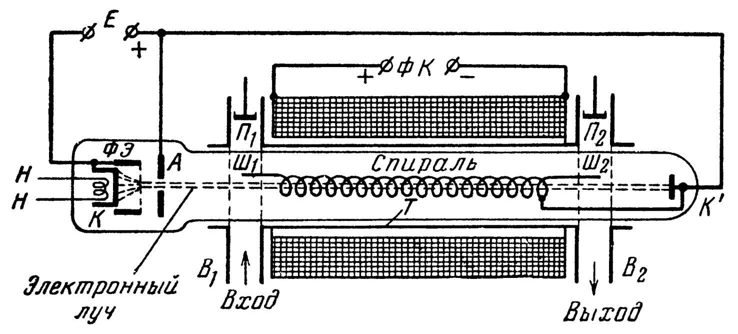


Рис. 5-34. Принцип устройства лампы бегущей волны.

ные размеры из-за взаимного отталкивания электронов. Вместо катушки для фокусировки могут быть применены также постоянные магниты. Так как магнитные фокусирующие системы очень громоздки, то в последнее время разработаны электростатические способы фокусировки электронного луча в ЛБВ, т. е. фокусировка с помощью электрического поля.

Усиливаемые электромагнитные колебания подводят к ЛБВ с помощью входного волновода B_1, в котором помещен приемный штырек $Ш_1$, представляющий собой начало спирали. На конце спирали имеется штырек $Ш_2$, возбуждающий колебания в выходном волноводе B_2. Плунжеры $П_1$ и $П_2$ служат для согласования волноводов со спиралью. Это необходимо для того, чтобы вдоль спирали распространялась бегущая волна. Электронный луч, пройдя спираль, попадает на коллектор *K'*. Спираль электрически соединена с коллектором. В ЛБВ на частоты до 4 000 *Мгц* связь спирали с внешними цепями осуществляют с помощью коаксиальных линий, так как волноводы для этих частот слишком громоздки.

Бегущая электромагнитная волна распространяется вдоль провода спирали, т. е. по винтовой линии, со скоростью, близкой к скорости света $c = 300\,000$ *км/сек*. Фазовая скорость распространения волны вдоль оси спирали $v_ф$ во столько раз меньше скорости c, во сколько окружность витка спирали больше ее шага. Спираль конструируется обычно так, что $v_ф \approx 0{,}1\ c = 30\,000$ *км/сек*. Так как

вдоль спирали волна распространяется с уменьшенной скоростью, то спираль является *замедляющей системой*. Практически спираль имеет десятки или даже сотни витков. Для сантиметровых волн длина спирали может быть порядка 10—30 *см* и более, а ее диаметр составляет несколько миллиметров.

На рис. 5-35 показана структура электрического поля на некотором участке внутри спирали для случая, когда одна длина волны располагается на протяжении шести витков. Сама спираль изображена в разрезе. Знаками плюс и минус показано распределение потенциалов на проводе спирали, причем большие плюсы и минусы соответствуют более высокому потенциалу. Изображенное поле соответствует какому-то одному моменту времени. Так как волна бежит по спирали, то поле, показанное на рис. 5-35, вращается вокруг ее оси и перемещается вдоль этой оси со скоростью $v_ф$. Существует, конечно, еще электрическое поле между спиралью и внешней метал-

Рис. 5-35. Электрическое поле бегущей волны внутри спирали.

лической трубкой *Т* (не показанное на рисунке), но оно не взаимодействует с электронным лучом. Вокруг витков спирали есть также переменное магнитное поле, но электроны не имеют энергетического взаимодействия с ним.

Скорость электронного луча, попадающего в спираль, должна быть немного больше $v_ф$, т. е. она тоже порядка 0,1 *с*. Это достигается тем, что напряжение на аноде устанавливается несколько больше 2 500 *в*. В результате взаимодействия электронного луча с переменным электрическим полем бегущей волны получается модуляция электронов по скорости и группировка их в сгустки. Иначе говоря, луч перестает быть равномерным по плотности и в нем появляются участки большей плотности (сгустки), разделенные друг от друга разреженными участками.

Рассматривая рис. 5-35, нетрудно заметить, что участок спирали на протяжении одной полуволны (*АБ*) имеет для электронов тормозящее поле, а на протяжении другой полуволны — ускоряющее (участок *БВ*). Вдоль спирали чередуются участки ускоряющего и тормозящего полей. Если в начале спирали в данный момент времени оказывается участок тормозящего поля, то электроны в нем тормозятся и далее продолжают двигаться в пределах того же участка к концу спирали, группируясь в более плотный сгусток. Постепенно уменьшая скорость, они все время отдают энергию полю, усиливая бегущую волну. Если же электроны в начале спирали влетают в уча-

сток ускоряющего поля, то они увеличивают свою скорость и, обгоняя поле, постепенно переходят в следующий участок, где поле тормозящее. Хотя эти электроны, попав сначала в ускоряющее поле, отнимут от бегущей волны некоторую энергию, но далее они возвращают ее волне, так как переходят на участок тормозящего поля.

Таким образом, на участках тормозящего поля образуются электронные сгустки, отдающие все время энергию волне. Поэтому электроны луча отдают бегущей волне значительную энергию на протяжении всей спирали. Амплитуды тока и напряжения бегущей волны по мере ее перемещения к концу спирали увеличиваются. При этом становятся сильнее ускоряющее и тормозящее поля волны, а значит усиливается и эффект группирования электронов в сгустки. Но тогда увеличивается и отдача энергии электронами волне. В результате такого постепенно усиливающегося процесса на выходе получаются значительно усиленные колебания. Энергию, отдаваемую бегущей волне, сами электроны получают от источника анодного питания $E_а$.

При большом усилении и плохом согласовании спирали с волноводами появляется волна, отраженная от выходного конца спирали. Дойдя до входного конца, такая волна снова отражается, усиливается, затем опять отражается от выходного конца и т. д. В результате возникает самовозбуждение, т. е. ЛБВ начинает генерировать собственные колебания, что недопустимо при усилении. Для устранения этого нежелательного явления небольшую часть спирали в начале или середине делают из провода высокого сопротивления, чтобы поглотить энергию отраженной волны. Часто в качестве поглотителя применяют слой графита на поверхности баллона или на изоляторах, поддерживающих спираль.

В ЛБВ для более коротких сантиметровых волн спираль заменяют замедляющими системами других типов, так как трудно изготовить спираль очень малых размеров. Эти замедляющие системы представляют собой волноводы сложной зигзагообразной конструкции или имеющие стенки в виде гребенок. Вдоль таких волноводов электронный луч пропускается по прямой линии, а электромагнитная волна распространяется с пониженной скоростью. Подобные замедляющие системы применяются также в мощных ЛБВ, так как спираль не может выдержать рассеяния в ней большой мощности.

В настоящее время разработано много различных типов ЛБВ. Маломощные ЛБВ с выходной мощностью до десятков милливатт, обладающие малыми собственными шумами, имеются для частот от 1 000 *Мгц* и выше. Они дают усиление мощности до сотен тысяч. Мощные ЛБВ на частоты до 10 000 *Мгц* имеют выходную мощность десятки и сотни ватт, а к. п. д. у них может доходить до 30—40%. Усиление мощности в этих ЛБВ получается до тысяч. При работе в импульсном режиме они могут дать мощность импульсов до 10 *Мвт* и более. Кроме того, ЛБВ применяют в качестве преобразователей и умножителей частоты, генераторов и в ряде других случаев.

Принципы работы ЛБВ послужили основой для создания *лампы обратной волны* (ЛОВ), которую иногда также называют карцинотроном. Эта лампа в отличие от ЛБВ предназначена для генерирования сантиметровых и более коротких волн. В ЛОВ применяются также волноводные замедляющие системы, как и в ЛБВ, но волна и электронный луч движутся навстречу друг другу. Первоначальные слабые колебания в ЛОВ получаются от флуктуаций электронного

потока, затем они усиливаются и возникает генерация. Путем изменения постоянного напряжения, создающего электронный луч, можно в очень широком диапазоне частот (на десятки процентов) осуществлять электронную настройку ЛОВ. Созданы маломощные ЛОВ на частоты в десятки тысяч мегагерц, имеющие полезную мощность генерируемых колебаний до десятых долей ватта при к. п. д. порядка единиц процентов. Для частот до 10 000 *Мгц* разработаны ЛОВ с полезной мощностью в десятки киловатт при непрерывном режиме работы и в сотни киловатт при импульсном режиме.

Генераторные ЛОВ малой и средней мощностей с прямолинейным электронным лучом называют карцинотронами типа О. Для больших мощностей применяют ЛОВ, называемые карцинотронами типа *М*, в которых электронный луч под действием магнитного поля движется по окружности. Замедляющая система в этих лампах также располагается по окружности, а поперечное магнитное поле создается постоянным магнитом так же, как и в магнетроне.

ГЛАВА ШЕСТАЯ
ИЗЛУЧЕНИЕ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ ДЕЦИМЕТРОВЫХ И САНТИМЕТРОВЫХ ВОЛН

6-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ АНТЕННО-ФИДЕРНЫХ УСТРОЙСТВАХ

Антенно-фидерное устройство состоит из *антенны*, служащей для излучения или приема радиоволн, и *фидерной линии*. Передающая антенна должна излучать в нужном направлении электромагнитные волны с возможно большей энергией. В приемной антенне радиоволны, пришедшие в определенном направлении, должны создать возможно более сильные колебания. Фидерная линия служит для передачи с наименьшими потерями электромагнитных волн от передатчика к антенне или от антенны к приемнику. Для правильной работы антенного устройства фидерные линии не должны обладать антенным эффектом, т. е. излучать или принимать волны.

Антенные устройства обладают *обратимостью*. Это значит, что любая передающая антенна, как правило, может работать в качестве приемной. Кроме того, если антенна, работающая в качестве передающей, обладает некоторыми определенными свойствами, то они остаются и в случае использования данной антенны для приема. Например, если антенна излучает волны лучше всего в некотором определенном направлении, то она будет принимать лучше всего волны, приходящие в этом же направлении.

В большинстве случаев передающая или приемная антенна так же, как и фидерная линия, представляет собой проводник определенной формы и определенного размера или систему нескольких проводников. Учитывая свойство обратимости антенн, рассмотрим главным образом передающие антенны, но все они также пригодны и для приема. Практически иногда приемные и передающие антенны все же имеют некоторые различия.

6-2. ПОЛУВОЛНОВЫЙ ВИБРАТОР

Для подробного изучения работы антенн СВЧ необходимо рассмотреть *полуволновый вибратор*. Симметричный полуволновый вибратор, называемый иначе *диполем*, служит основным элементом многих антенн для СВЧ. Он представляет собой четвертьволновую разомкнутую линию, провода которой развернуты в одну прямую (рис. 6-1). Большинство свойств двухпроводной линии, рассмотренных в гл. 2, сохраняется и у вибратора. В нем также создаются стоячие волны, при этом на концах провода всегда получаются узлы тока и пучности напряжения. Распределение тока и напряжения вдоль вибратора получается такое же, как и вдоль проводов линии. В зависимости от соотношения между длиной вибратора и длиной волны генератора входное сопротивление вибратора принимает различные значения. В частности, при резонансе оно наименьшее и чисто активное.

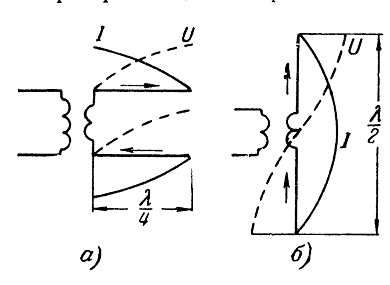


Рис. 6-1. Переход от четвертьволновой разомкнутой линии к полуволновому вибратору.

Скорость распространения электромагнитных волн вдоль реального вибратора несколько меньше, чем $3 \cdot 10^8$ *м/сек,* и поэтому резонанс получается в случае, когда длина провода вибратора немного меньше $\frac{\lambda}{2}$ (практически порядка 0,47 λ). Если вибратор расположен очень близко к земле и различным местным предметам, то приходится брать его еще короче. Кроме того, если в середину вибратора включена катушка для связи с генератором, то длина вибратора должна быть взята с учетом того, что провод катушки входит в состав вибратора.

При такой катушке в ее средней точке получаются пучность тока и узел напряжения.

Основное отличие вибратора от линии заключается в его способности хорошо излучать электромагнитные волны. Двухпроводная линия излучает волны слабо, так как магнитные поля обоих проводов во внешнем пространстве почти полностью взаимно уничтожаются вследствие противоположных направлений токов в проводах. У вибратора же обе половинки провода расположены по одной прямой и токи в них совпадают по направлению. Поэтому излучения от этих токов складываются.

Поскольку вибратор хорошо излучает, нельзя считать его идеальной линией. В нем получается режим смешанных, а не стоячих волн. В результате теоретического и практического исследования полуволнового вибратора выяснилось, что энергия излучаемых им волн эквивалентна потерям в активном сопротивлении 73 *ом,* которое следует считать включенным в пучность тока. Такое условное сопротивление, потери в котором эквивалентны потерям на излучение, называют *сопротивлением излучения* ($R_{изл}$).

Если бы в самом проводе и в изоляторах не было потерь энергии, то входное сопротивление вибратора в пучности тока при резонансе составляло бы 73 *ом*. Но в каждом вибраторе имеются потери на на-

грев провода и изоляторов, на утечку и т. п. Поэтому входное сопротивление $R_{вх}$, называемое иначе полным сопротивлением антенны $R_А$, для нормального полуволнового вибратора при работе его на основной волне приближенно считают равным 80 *ом*, т. е. добавляют 7 *ом* на потери. Примерно такое сопротивление оказывает вибратор для генератора, включенного в пучность тока (в середину вибратора).

Полная мощность колебаний в вибраторе $P_А$ определяется через ток в пучности $I_А$ и сопротивлении $R_А$ по формуле

$$P_А = I_А^2 R_А.$$

Мощность излучаемых волн равна:

$$P_{изл} = I_А^2 R_{изл}.$$

Отсюда следует, что к. п. д. вибратора определяется как

$$\eta = \frac{P_{изл}}{P_А} = \frac{R_{изл}}{R_А}.$$

Величина к. п. д. для полуволнового вибратора получается достаточно высокой — порядка 0,9 и даже выше.

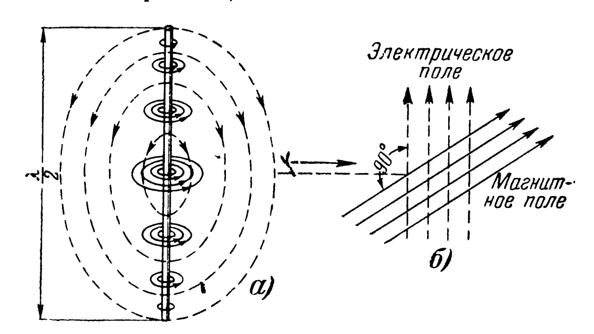


Рис. 6-2. Электромагнитное поле около вибратора и на значительном удалении от него.

При изображении распределения тока и напряжения в вибраторе следовало бы учитывать бегущую волну, которая переносит вдоль вибратора энергию, идущую на излучение и на потери в самом вибраторе. Однако для упрощения принято изображать только стоячую волну.

На рис. 6-2, *а* показаны электрическое и магнитное поля вокруг вибратора. Распространившиеся от него электромагнитные волны всегда имеют определенную *поляризацию*, т. е. их электрические и магнитные силовые линии располагаются в некоторых определенных плоскостях. Если волны распространяются свободно, без преломлений, и отражений, то на значительном удалении от вибратора электрические силовые линии располагаются параллельно вибратору, а магнитные — перпендикулярно к нему (рис. 6-2, *б*).

Принято поляризацию радиоволн определять по направлению электрического поля. Когда вибратор расположен вертикально

(рис. 6-2), волна поляризована вертикально, так как электрические силовые линии расположены в вертикальной плоскости. Если же вибратор расположен горизонтально, то излучаемые им волны имеют горизонтальную поляризацию.

6-3. НАПРАВЛЕННОЕ ДЕЙСТВИЕ ОДИНОЧНОГО ВИБРАТОРА

На СВЧ гораздо легче, чем на более длинных волнах, осуществлять направленную передачу. Необходимое направленное действие может быть достигнуто устройством антенн в виде системы нескольких вибраторов. Применяя вибраторы с определенным сдвигом фаз между токами в них и располагая вибраторы на определенных расстояниях друг от друга, можно получить такой эффект, что излучаемые волны будут складываться в нужном направлении, но почти полностью взаимно уничтожаться в других направлениях. Рассмотрим прежде всего направленность излучения одиночного полуволнового вибратора. Установлено, что вибратор дает наибольшее излучение волн в направлении, перпендикулярном проводу самого вибратора, и совершенно не излучает в направлении вдоль провода.

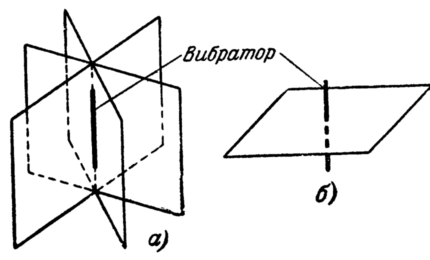


Рис. 6-3. Меридиональные (*а*) и экваториальная (*б*) плоскости.

Направленное действие той или иной антенны показывают с помощью *характеристик* или *диаграмм направленности*. Они наглядно изображают изменение напряженности поля излучаемых волн в зависимости от направления. Эти диаграммы изображают обычно в двух плоскостях. Одна из них, в которой лежит сам вибратор, называется *меридиональной плоскостью*. Например, для вертикально расположенного вибратора такой плоскостью будет любая вертикальная плоскость, проходящая через вибратор (рис. 6-3, *а*). Вторая плоскость, перпендикулярная проводу, называется *экваториальной плоскостью*. Для вертикального вибратора это будет горизонтальная плоскость, пересекающая вибратор (рис. 6-3, *б*).

Если измерить на одном и том же расстоянии от вибратора, но по разным направлениям напряженность поля излучаемых волн, то результаты такого измерения дадут возможность построить характеристику направленности. Практически нужно обойти вокруг вибратора по окружности в интересующей нас плоскости с каким-либо измерителем или индикатором напряженности поля.

Полуволновый вибратор в экваториальной плоскости не обладает направленным действием, т. е. излучает во все стороны одинаково. Его характеристика направленности в этой плоскости изображается окружностью (рис. 6-4, *а*). Величина напряженности поля, получающаяся в том или ином направлении и характеризующая направленность, пропорциональна длине радиуса, проведенного из центра к этой окружности. Так как все радиусы одинаковы по длине, то ясно, что диаграмма показывает отсутствие направленности.

В меридиональной плоскости диаграмма направленности одиночного вибратора изображается кривой линией в виде восьмерки, каждая половинка которой по форме близка к окружности (рис. 6-4, *б*). На этом графике напряженность поля, получающаяся в том или ином направлении, пропорциональна длине вектора, проведенного от центральной точки *О* к кривой. При этом надо помнить, что векторы различной длины, например *ОА* и *ОБ*, изображают напряженность поля на одном и том же расстоянии от вибратора, но по разным направлениям от него.

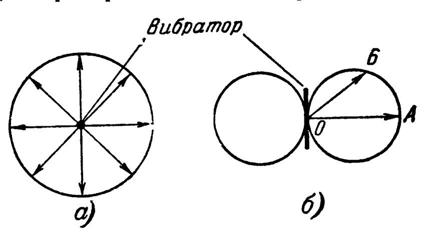


Рис. 6-4. Диаграммы направленности вибратора в экваториальной (*а*) и меридиональной (*б*) плоскостях.

На характеристиках направленности удобно величину напряженности поля откладывать в относительных единицах, т. е. наибольшую напряженность поля и соответствующий ей вектор *ОА* принимать за 1, а векторы в других направлениях брать соответственно меньше. Так, например, если в направлении *ОБ* напряженность поля в 2 раза меньше наибольшей напряженности поля, то вектор *ОБ* должен составлять 0,5 вектора *ОА*. Если восьмерку на рис. 6-4, *б* повернуть вокруг вибратора, как вокруг оси, то получится пространственная характеристика направленности в виде так называемого тороида, показанного в разрезе на рис. 6-5 и напоминающего «бублик» без отверстия. Любой вектор, проведенный из центральной точки тороида *О* к его поверхности, характеризует относительную величину напряженности поля в данном направлении.

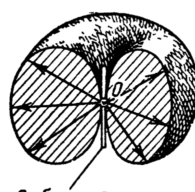


Рис. 6-5. Пространственная диаграмма направленности вибратора.

Так как у антенн из нескольких вибраторов пространственные диаграммы направленности получаются весьма сложными, то обычно рассматривают направленность только в двух наиболее важных плоскостях. Иногда даже достаточно диаграммы направленности в одной плоскости.

Благодаря свойству обратимости антенн характеристики направленности излучения полностью справедливы и для приема волн. В экваториальной плоскости вибратор принимает одинаково волны, пришедшие с разных направлений. В меридиональной плоскости лучше всего принимаются волны, приходящие в направлении *АО*, хуже — в направлении *БО*, а в направлении вдоль вибратора волны совсем не принимаются.

Обратимость направленных свойств нетрудно объяснить. Представим себе, что вибратор на рис. 6-2, *а* приемный и волна, показанная на рис. 6-2, *б*, приближается к нему, а не удаляется. В этом случае магнитные силовые линии волны перпендикулярны к проводу вибратора, и, пересекая его, они создадут в нем наибольшую индуктированную э. д. с. Но если волны приходят не перпендикулярно вибратору, а вдоль него, то магнитные силовые линии не будут пересекать провод вибратора и никакой э. д. с. не возникнет.

Легко также установить обратимость свойств вибратора и в отношении поляризации волн. Действительно, вертикальный вибратор (рис. 6-2) излучает вертикально поляризованные волны и способен принимать их. Такой вибратор не может излучать волны с горизонтальной поляризацией. Поэтому, если к нему придет горизонтально поляризованная волна, то приема не будет, так как магнитные силовые линии, расположенные вертикально, не пересекут провод и э. д. с. не возникнет.

Приведенные диаграммы показывают, что одиночный вибратор обладает слабо выраженной направленностью. Но все же ее необходимо учитывать при установке антенн. Для наилучшей связи вибраторы приемной и передающей антенн должны быть параллельны друг другу (рис. 6-6, *а*). Если они расположены под прямым углом (рис. 6-6, *б*), то вследствие направленного действия вибраторов связи не будет. При ином расположении вибраторов под прямым углом (рис. 6-6, *в*) связи также не будет, так как волны, излучаемые одним вибратором, имеют не ту поляризацию, какая необходима для приема их другим вибратором. Если, например, излучает левый вертикальный вибратор, то его волны поляризованы вертикально. Но тогда они не создадут э. д. с. в правом приемном вибраторе, который расположен горизонтально. Во всех промежуточных случаях расположения вибраторов связь будет хуже, чем в случае, показанном на рис. 6-6, *а*.

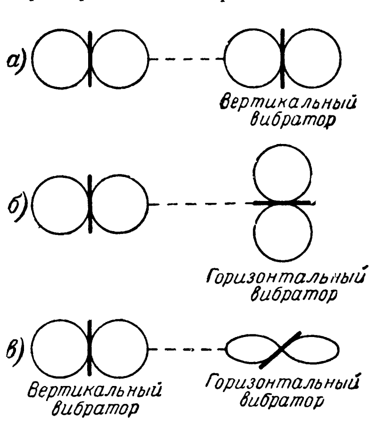


Рис. 6-6. Различное взаимное расположение приемного и передающего вибраторов.

На практике характеристики направленности всегда несколько искажаются из-за отражения волн от местных предметов, окружающих антенну, а также благодаря тому, что провод вибратора не точно прямолинейный. По таким же причинам происходит и некоторое изменение плоскости поляризации. Вследствие этого даже для случаев, приведенных на рис. 6-6, *б* и *в*, связь все же получается, хотя и значительно более слабая. Этому также способствуют преломление, отражение и искривление пути радиоволн, наблюдающиеся при распространении их в атмосфере.

6-4. НАПРАВЛЕННОЕ ДЕЙСТВИЕ СИСТЕМЫ ДВУХ ВИБРАТОРОВ

На рис. 6-7 показана диаграмма направленности в экваториальной плоскости двух параллельных вибраторов, которые расположены на расстоянии $\frac{\lambda}{2}$ друг от друга и имеют токи, совпадающие по фазе. Такие вибраторы называются *синфазными*. В этом случае вместо диаграммы в виде окружности, характерной для одиночного вибра-

тора (для сравнения она показана на рисунке штрихом), получается сплющенная восьмерка, что объясняется следующим образом.

В направлениях *ОА* и *ОБ* волны от обоих вибраторов приходят в какую-либо удаленную точку путями одинаковой длины. Поэтому они совпадают по фазе и поля их складываются. Если токи в вибраторах одинаковы, то суммарная напряженность поля в этих направлениях $E_{\text{макс}}$ получается удвоенной по сравнению с напряженностью поля от одного вибратора E_1. В направлениях *ОВ* и *ОГ* волны вибраторов идут с противоположными фазами, так как волна от одного вибратора проходит лишний путь, равный $\frac{\lambda}{2}$, и вследствие этого отстает по фазе на 180°. Ясно, что в этих направлениях волны взаимно уничтожаются, т. е. излучения нет. В других направлениях волны от

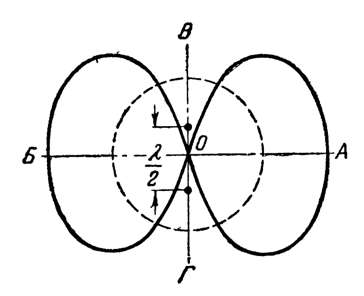


Рис. 6-7. Диаграмма направленности в экваториальной плоскости двух синфазных вибраторов.

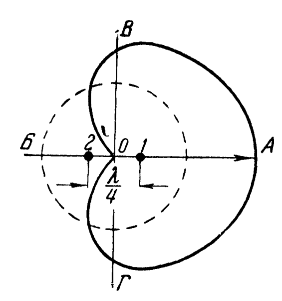


Рис. 6-8. Диаграмма направленности вибратора *1* с рефлектором *2*.

обоих вибраторов имеют некоторый средний между 0 и 180° сдвиг фаз и суммарная напряженность поля оказывается меньше, чем $E_{\text{макс}} = 2\ E_1$.

Два противоположно направленных максимума излучения часто нежелательны. Применив другую систему двух вибраторов, можно получить максимум излучения только в одну сторону. Этот важный случай показан на рис. 6-8. На нем дана диаграмма направленности в экваториальной плоскости двух параллельных вибраторов, расположенных на расстоянии $\frac{\lambda}{4}$ друг от друга, при этом ток вибратора *1* отстает по фазе на 90° от тока вибратора *2*.

По направлению *ОА* волна от вибратора *2* проходит лишний путь, равный $\frac{\lambda}{4}$, и у нее получается отставание по фазе на 90° от тока вибратора *2*. Но так как эта волна излучается от вибратора, в котором ток опережает по фазе на 90° ток вибратора *1*, то волны обоих вибраторов движутся в направлении *ОА*, совпадая по фазе, и напряженность поля удваивается ($E_{\text{макс}} = 2\ E_1$). В обратном направлении *ОБ* волна от вибратора *1* излучается с отставанием по фазе на 90° относительно тока вибратора *2* и дополнительно отстает по фазе еще на 90° из-за лишнего пути в $\frac{\lambda}{4}$. Таким образом, она отстает по фазе на 180° от волны, излучаемой вибратором *2*, и в результате обе волны взаимно

уничтожаются, т. е. излучение в этом направлении отсутствует ($E_{мин}=0$). По направлению *ОВ* и *ОГ* волны от вибраторов имеют сдвиг фаз 90°, и суммарная напряженность поля получается равной 1,4 E_1.

Диаграмма направленности двух таких вибраторов представляет собой кривую, называемую *кардиоидой,* и показывает наглядно, что имеется только один максимум излучения в том направлении, в котором расположен вибратор с током, отстающим по фазе (для сравнения на рисунке показана штрихом характеристика направленности одиночного вибратора).

Получается, что вибратор *2* как будто отражает волны, излучаемые вибратором *1*. Поэтому вибратор *1* принято называть *антенной,* а вибратор *2* — *зеркалом* или *рефлектором*. Когда от передатчика энергия подводится к рефлектору по фидерной линии, так же как и к антенне, то рефлектор называется *активным*. Подобные рефлекторы встречаются только в специальных антеннах. Зато часто применяется *пассивный рефлектор,* ни с чем не соединенный и несколько удлиненный по сравнению с вибратором.

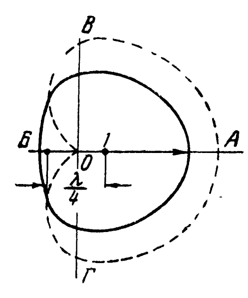


Рис. 6-9. Диаграмма направленности вибратора с пассивным рефлектором.

Пассивный рефлектор получает энергию от электромагнитных волн, излучаемых вибратором *1*. Эти волны проходят путь в $\frac{\lambda}{4}$, благодаря которому создается их отставание по фазе на 90°. Электродвижущая сила, индуктируемая в рефлекторе, отстает еще на 90° от создающего ее электромагнитного поля. Вследствие того что длина рефлектора больше, чем нужно для резонанса, его сопротивление имеет индуктивный характер (подобно разомкнутой линии с длиной больше четверти волны) и ток в нем отстает от э. д. с еще на 90°. В результате ток в рефлекторе отстает от тока в антенне примерно на 270°, что равносильно опережению на 90°. А это и есть условие получения максимума излучения в сторону, противоположную рефлектору.

Конечно, пассивный рефлектор действует несколько хуже, чем активный, так как ток в нем получается меньше, чем в антенне, и сдвиг фаз не точно равен 90°. Поэтому характеристика направленности получается примерно такая, как на рис. 6-9 (для сравнения штрихом показана кардиоида). Как видно, удвоенная напряженность поля в направлении наибольшего излучения не получается и полностью излучение в обратную сторону не уничтожается. На практике подбором длины рефлектора и расстояния между ним и антенной стараются добиться наименьшего излучения в сторону рефлектора и наибольшего — в сторону антенны.

Возможен и другой вариант наибольшего излучения в одну сторону. Если к вибратору *2* (рис. 6-8) подвести энергию от передатчика, а вибратор *1* сделать пассивным (несоединенным ни с чем) и несколько укоротить его длину, то получается характеристика направленности, подобная изображенной на рис. 6-9. В этом случае вибратор *2* будет служить антенной, а вибратор *1,* называемый *директором,* будет направлять излучение в свою сторону.

Работа вибратора-директора объясняется следующим образом. Волны от антенны проходят к директору путь в $\frac{\lambda}{4}$ и поэтому отстают по фазе на 90°. Индуктированная в директоре э. д. с. отстает еще на 90°, но ток, созданный этой э. д. с., опережает ее на 90°, так как сопротивление укороченного вибратора имеет емкостный характер $\left(\text{подобно разомкнутой линии, у которой длина меньше } \frac{\lambda}{4}\right)$. В результате этого ток директора отстает примерно на 90° от тока антенны, и характеристика направленности получается примерно такая же, как на рис. 6-9. Наилучшая направленность достигается подбором длины директора и его расстояния от антенны.

6-5. ВИБРАТОРНЫЕ АНТЕННЫ ДЕЦИМЕТРОВЫХ ВОЛН

В простейших антеннах дециметровых волн излучающая часть делается в виде одного вибратора. Длина вибратора l выбирается в зависимости от отношения длины волны λ к диаметру провода d. Так, например, если $\lambda/d = 40$, то $l \approx 0{,}47\ \lambda$, а при $\lambda/d = 200$ длина вибратора должна составлять $0{,}48\ \lambda$. Вибратор из более тонкого про-

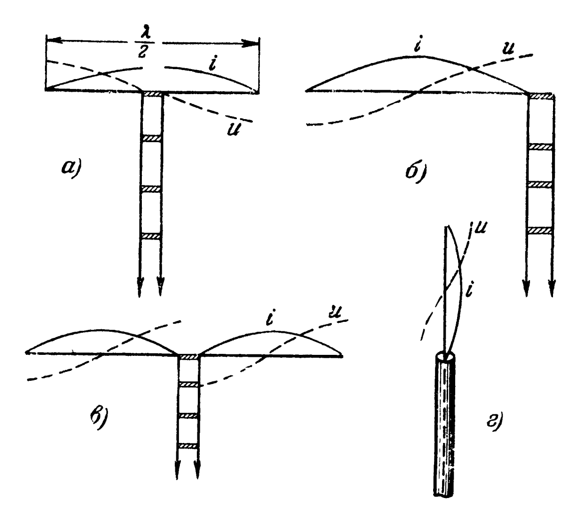


Рис. 6-10. Антенны с питанием стоячей волной.

вода обладает более узкой полосой частот пропускаемых колебаний. Если желательно расширить эту полосу, чтобы вибратор хорошо работал в пределах некоторого диапазона, то его делают из стержней или трубок диаметром 10—30 *мм*.

Фидеры небольшой длины иногда работают в режиме стоячих волн. Простейшие антенны с такими фидерами показаны на рис. 6-10. В случае, приведенном на рис. 6-10, *а*, вибратор питается в пучности

тока *(питание током)*, в которой его входное сопротивление имеет величину порядка 80 *ом*. Схема питания получается симметричная. На рис. 6-10, *б* показано несимметричное *питание напряжением*. Фидер подключается только одним проводом к концу вибратора, на котором имеется пучность напряжения. Так как в пучности напряжения входное сопротивление очень велико (тысячи ом), то фидер работает в режиме стоячих волн. Питание напряжением может быть симметричным, если оно применяется для двух синфазных вибраторов (рис. 6-10, *в*). Такая система питания широко применяется в сложных многовибраторных антеннах. На рис. 6-10, *г* показано питание вибратора напряжением с помощью коаксиального кабеля. Вибратор при питании по рис. 6-10, *б* или *г* может располагаться под углом от 90 до 180° к фидерной линии.

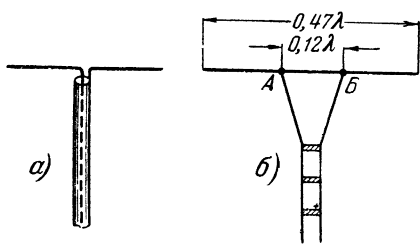


Рис. 6-11. Антенны с питанием бегущей волной.

Антенны с короткими фидерами, работающими в режиме стоячих волн, применяются для передвижных радиостанций, установленных на автомашинах, самолетах и т. п. Если же антенна значительно удалена от передатчика, то необходимо применять фидеры с бегущей волной. Для получения режима бегущей волны фидер согласуют с антенной.

Простейший способ согласования — питание вибратора током с помощью коаксиальной линии, имеющей $Z_в = 70—80$ *ом*, т. е. примерно равное $Z_{вх}$ вибратора (рис. 6-11, *а*). Однако в этом случае коаксиальная линия вследствие своей несимметричности нарушает симметричность вибратора и ухудшает его работу. На рис. 6-11, *б* показано питание вибратора симметричным фидером в точках *А* и *Б*, находящихся между пучностью тока и пучностью напряжения. В этих точках входное сопротивление вибратора получается средним между его наименьшим значением 80 *ом* в пучности тока и наибольшим значением в пучности напряжения. Часть фидера с расходящимися проводами служит трансформатором сопротивления для согласования (его иногда называют дельта-трансформатором). По мере увеличения расстояния между проводами $Z_в$ линии возрастает и в точках *А* и *Б* оно равно $Z_{вх}$ антенны.

Большими преимуществами обладает широко распространенная *петлевая* или *шлейф-антенна*, предложенная А. А. Пистолькорсом. Она представляет собой два расположенных параллельно полуволновых вибратора, замкнутых друг с другом на концах, с питанием током в пучности одного из них (рис. 6-12, *а*). Расстояние между вибраторами должно быть много меньше их длины. Токи обоих вибраторов совпадают по направлению, и поэтому такая антенна эквивалентна одному вибратору с удвоенным током. Сопротивление излучения петлевой антенны примерно в 4 раза больше, чем у обычного вибратора, и $Z_{вх}$ составляет около 320 *ом*. Поэтому можно получить хорошее согласование с фидером в виде симметричной линии, которая должна иметь $\frac{b}{d} = 6 \div 8$. Петлевая антенна более широкополосная, чем обычный вибратор.

Очень удобна возможность крепления петлевой антенны в точке О без всякой изоляции, так как в этой точке находится узел напряжения. Входное сопротивление петлевой антенны можно изменить, если изменить расстояние между вибраторами или применить вибраторы различной толщины. Например, если уменьшить расстояние между

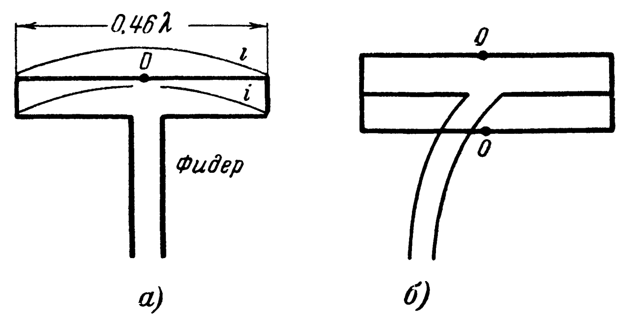


Рис. 6-12. Петлевая антенна А. А. Пистолькорса (*а*) и двойная петлевая антенна (*б*).

вибраторами или вибратор, к которому подключен фидер, сделать тоньше, или сделать толще другой вибратор, то входное сопротивление увеличится. Повышенное входное сопротивление имеет также *двойная петлевая антенна* (рис. 6-12, *б*). Если ее вибраторы имеют одинаковую толщину, то входное сопротивление получается примерно в 9 раз больше, чем у обычного вибратора, т. е. составляет примерно 600—700 *ом*. Входное сопротивление подобной антенны также зависит от соотношения диаметров проводов вибраторов и от расстояния между ними.

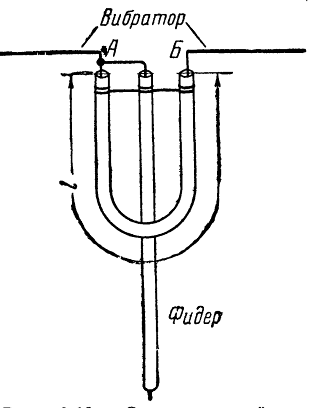


Рис. 6-13. Схема устройства U-колена.

Для согласования коаксиального фидера с симметричным вибратором применяются различные устройства. Например, часто встречается так называемое U-колено, которое в наиболее простом варианте показано на рис. 6-13. Оно представляет собой отрезок коаксиального кабеля, подключенный своим началом в точке *А* к концу коаксиального фидера и к одной половине вибратора. Другой конец U-колена присоединен к проводу второй половины вибратора (точка *Б*). Наружные провода (оболочки) фидера и U-колена замкнуты накоротко.

Чтобы волна, прошедшая через U-колено в точку *Б*, отстала по фазе на 180° от волны в точке *А*, длина U-колена должна составлять:

$$l = \frac{\lambda}{2\sqrt{\varepsilon}},$$

где λ — рабочая длина волны; ε — диэлектрическая проницаемость изолятора, примененного в кабеле. У большинства коаксиальных кабелей, имеющих сплошной диэлектрик между внутренним проводом и оболочкой, $\varepsilon = 2{,}3$ и поэтому $l \approx {}^1/_3\,\lambda$.

Так как в точках A и $Б$ фазы волны противоположны, то к этим точкам можно присоединить симметричную нагрузку в виде вибратора. При этом, если волновое сопротивление фидера равно $Z_в$, то сопротивление между точками A и $Б$ равно $4Z_в$. Для получения согласования $Z_{вх}$ вибратора также должно быть равно $4Z_в$. Например, при применении коаксиального фидера с волновым сопротивлением 80 *ом* через U-колено удобно питать петлевой вибратор. Если $Z_{вх}$ вибратора значительно отличается от $4Z_в$, необходимо между U-коленом (точки A и $Б$) и вибратором включить согласующий четвертьволновый трансформатор.

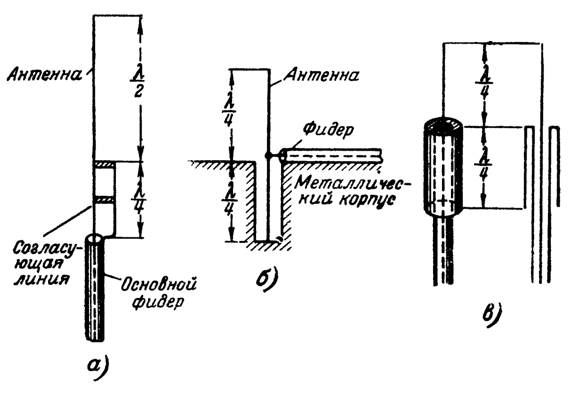


Рис. 6-14. Некоторые типы вертикальных антенн.

Для ненаправленного излучения в горизонтальной плоскости могут быть применены антенны, рассмотренные выше, но с вертикальным расположением излучающей части, а также антенны, показанные на рис. 6-14. Антенна на рис. 6-14, *а* представляет собой вертикальный полуволновой вибратор с фидером в виде коаксиальной линии, причем для согласования фидера с антенной служит четвертьволновая симметричная линия, работающая как трансформатор сопротивлений. На рис. 6-14, *б* показана вертикальная четвертьволновая антенна, установленная над какой-либо металлической заземленной поверхностью. Четвертьволновая коаксиальная линия, идущая вниз от металлической поверхности, выполняет роль изолятора, так как ее входное сопротивление весьма велико. Питание к антенне подводится коаксиальным кабелем, у которого волновое сопротивление должно быть порядка 40 *ом*, так как входное сопротивление четвертьволновой антенны имеет примерно такую величину. Если фидер имеет более высокое $Z_в$, то следует применить четвертьволновую согласующую линию. Оригинальная конструкция антенны показана на рис. 6-14, *в*. Здесь верхняя половина вибратора представляет собой продолжение внутреннего провода коаксиального фидера. Функцию нижней половины вибратора выполняет цилиндрический проводник

увеличенного диаметра длиной $\frac{\lambda}{4}$, соединенный с концом оболочки коаксиального фидера. Входное сопротивление такой антенны около 80 *ом* и она хорошо согласуется с коаксиальным кабелем.

Почти ненаправленное излучение в горизонтальной плоскости можно получить также и с помощью горизонтально расположенных вибраторов. Для этой цели, например, подходит уголковая антенна А. А. Пистолькорса, состоящая из двух вибраторов, расположенных горизонтально под углом 90° друг к другу (рис. 6-15). Ее входное сопротивление составляет примерно 800—900 *ом*. При питании уголковой антенны коаксиальным фидером необходимо применять U-колено и четвертьволновый трансформатор. Некоторый недостаток такой антенны заключается в бесполезном излучении в вертикальном направлении. Этот недостаток устраняется в «двухэтажной» уголковой антенне, в которой два «уголка» расположены на расстоянии $^1/_2\ \lambda$ по вертикали друг от друга (рис. 6-16). Чтобы колебания в обоих «этажах» антенны происходили синфазно, провода соединительной фидерной линии перекрещены. В такой антенне благодаря отсутствию излучения в вертикальном направлении увеличивается полезное излучение в горизонтальной плоскости. Входное сопротивление антенны составляет 350—400 *ом*.

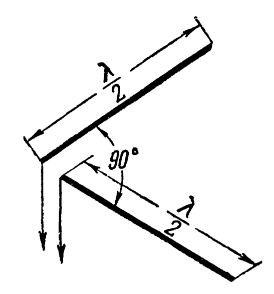


Рис. 6-15. Уголковая антенна А. А. Пистолькорса.

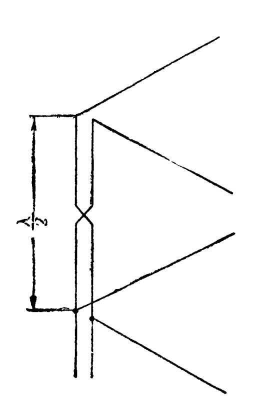


Рис. 6-16. «Двухэтажная» уголковая антенна.

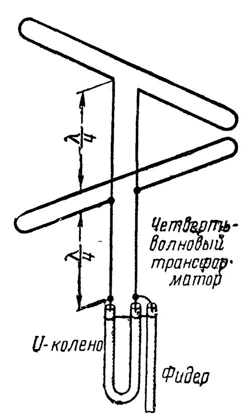


Рис. 6-17. Антенна со скрещенными вибраторами.

Пример антенны со скрещенными вибраторами с почти ненаправленным излучением в горизонтальной плоскости изображен на рис. 6-17. В ней два петлевых вибратора расположены горизонтально под прямым углом друг к другу. Расстояние между ними по вертикали может быть от $^1/_4$ до $^1/_{12}\ \lambda$. Колебания в вибраторах имеют сдвиг фаз 90°,

что достигается применением между ними соединительной линии длиной $^1/_4$ λ. Эта линия может быть изогнута. Входное сопротивление подобной антенны вдвое меньше, чем входное сопротивление одиночного петлевого вибратора, т. е. может быть порядка 160 *ом*. Поэтому для согласования ее с коаксиальным фидером обычно применяют U-колено и четвертьволновый трансформатор.

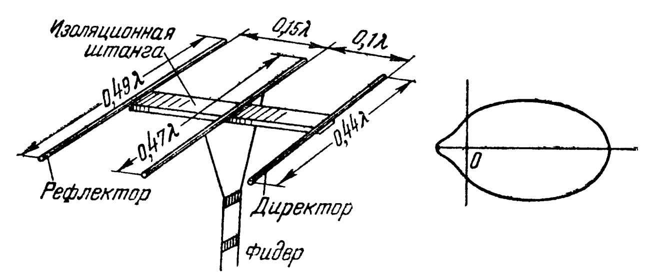


Рис. 6-18. Антенна с рефлектором и директором и ее диаграмма направленности в экваториальной плоскости.

Для получения наибольшего излучения в одну сторону делают антенну с пассивным вибратором-рефлектором. Более острую направленность можно получить, применяя антенну с рефлектором и директором (рис. 6-18), а также антенну с несколькими директорами (рис. 6-19), называемую антенной *волновой канал*. Наивыгоднейшее взаимное расположение вибраторов и их размеры, дающие наилучшую направленность, определяют опытным путем. Часто в директорных антеннах основным вибратором служит петлевая антенна. Для

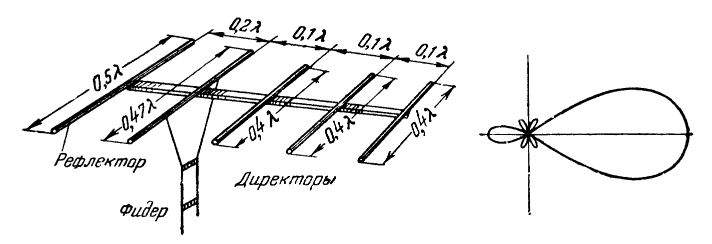


Рис. 6-19. Антенна «волновой канал» и ее диаграмма направленности в меридиональной плоскости.

улучшения направленности в экваториальной плоскости иногда устраивают антенну по рис. 6-20, в которой имеются два дополнительных рефлектора P_1 и P_2, расположенных на расстояниях $\frac{\lambda}{4}$ от активного вибратора A. Следует отметить, что входное сопротивление основного активного вибратора уменьшается под влиянием рефлектора и директоров.

Антенны типа «волновой канал» весьма часто применяются любителями для работы в диапазоне 420—435 *Мгц*. Для улучшения направленных свойства таких антенн их нередко делают двухэтажными,

т. е. размещают друг над другом на расстоянии $\frac{\lambda}{2}$ две антенны, соединенные с одним общим фидером.

В рассмотренных антеннах вибраторы, которые не питаются в пучности тока (например, изображенные на рис. 6-10, *б* и *в*), или пассивные вибраторы имеют посередине напряжение, равное нулю. Поэтому их часто крепят в средней точке без всякой изоляции.

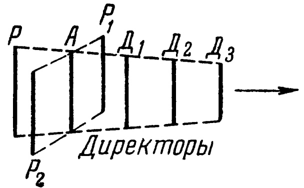


Рис. 6-20. Схема устройства антенны «волновой канал» с дополнительными рефлекторами.

Значительное распространение на УКВ получила *рамочная* или *квадратная антенна*, представляющая собой квадрат, сделанный из провода или трубки. Сторона квадрата равна примерно $\frac{\lambda}{4}$. На рис. 6-21, *а* показана схема устройства такой антенны и распределение тока в ней. Как видно, в нижней и верхней сторонах квадрата токи совпадают по фазе, и поэтому максимум излучения получается в направлении, перпендикулярном плоскости квадрата. А от вертикальных сторон квадрата, в которых токи находятся в противофазе, излучение в этом направлении отсутствует. Питающий фидер включают в разрыв нижней стороны квадрата. Входное сопротивление такой антенны составляет 70—80 *ом*. При использовании для фидерной линии коаксиального кабеля необходимо применение симметрирующего устройства. Направленное действие подобной антенны в 2 раза больше, чем у петлевой.

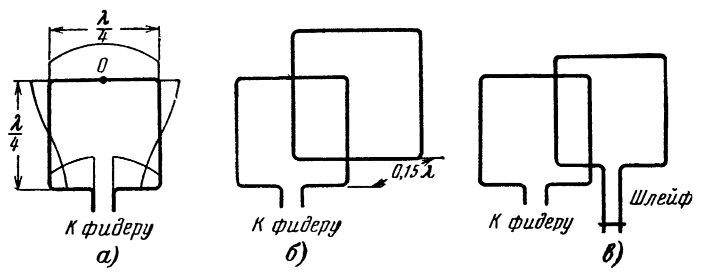


Рис. 6-21. Квадратная антенна (*а*) и антенна «двойной квадрат» (*б*, *в*).

Еще большее направленное действие получается при применении пассивного рефлектора, также имеющего вид квадрата (рис. 6-21, *б*). Эта антенна, получившая название «двойной квадрат», широко применяется любителями для работы в диапазоне 420—435 *Мгц*. Так как рефлектор должен быть удлинен по сравнению с основным активным вибратором, то сторону квадрата рефлектора делают несколько больше $\frac{\lambda}{4}$. Если же оба квадрата имеют одинаковые размеры, то рефлектор удлиняют, включая в него шлейф с передвижным короткозамыкателем (рис. 6-21, *в*). Расстояние между квадратами обычно бывает порядка 0,15 λ.

Антенна «двойной квадрат» по своему направленному действию не уступает четырех-пятиэлементной антенне типа «волновой канал». Дальнейшее увеличение направленного действия достигается устройством двухэтажной антенны, в каждом этаже которой применяется «двойной квадрат».

Остронаправленное излучение можно получить с помощью *сложных синфазных антенн,* впервые разработанных проф. В. В. Татариновым. Они имеют несколько вибраторов-антенн, в которых токи совпадают по фазе, и такое же количество вибраторов-рефлекторов (обычно пассивных). На рис. 6-22, *а* показаны схема устройства простейшей подобной антенны с четырьмя вибраторами и ее характеристика направленности в экваториальной плоскости. Вибраторы-антенны *1* и *3* расположены на расстоянии $\frac{\lambda}{2}$ друг от друга и токи в них совпадают по фазе.

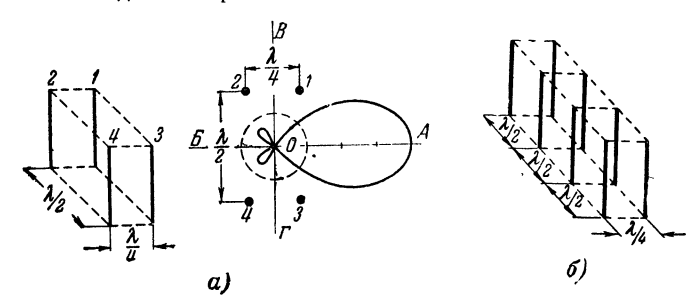


Рис. 6-22. Сложные антенны с четырьмя вибраторами (*а*) и с восемью вибраторами (*б*).

Такая пара вибраторов совершенно не дает излучения в направлениях *ОВ* и *ОГ,* а наибольшее излучение получается по направлениям *ОА* и *ОБ*. Но излучение в направлении *ОБ* уничтожается с помощью рефлекторов *2* и *4,* которые расположены на расстоянии $\frac{\lambda}{4}$ от вибраторов *1* и *3*. В результате максимум излучения будет только в одном направлении *ОА*, и он в 4 раза больше, чем у одиночного вибратора, характеристика направленности которого для сравнения дана штрихом. Если увеличить число вибраторов, то можно сделать направленность еще более острой. При этом число вибраторов-антенн должно быть четное, так как иначе не получится уничтожение излучения в направлениях *ОВ* и *ОГ*. Для примера на рис. 6-22, *б* показана схема устройства антенны из восьми вибраторов, дающей увеличение напряженности поля по главному направлению в 8 раз.

Недостаток сложных синфазных антенн заключается в наличии боковых или дополнительных лепестков в характеристике направленности, т. е. побочных максимумов излучения по некоторым направлениям. Однако они обычно не превышают по величине излучения одиночного вибратора.

Увеличение числа вибраторов вдоль прямой, перпендикулярной самим вибраторам, улучшает направленность в экваториальной плоскости. А улучшение направленности в меридиональной плоскости дает

увеличение числа вибраторов вдоль прямой, проходящей через вибраторы. Пример такой антенны из четырех вибраторов показан на рис. 6-23. Для улучшения направленности и в экваториальной и в меридиональной плоскости необходимо увеличивать число вибраторов в обоих направлениях. Простейшая антенна, дающая такой эффект, имеет четыре вибратора-антенны и столько же вибраторов-рефлекторов (рис. 6-24). Ее диаграмма направленности в пространстве напоминает обтекаемую форму бомбы с дополнительными лепестками.

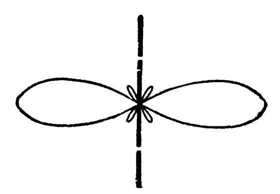


Рис. 6-23. Антенна из четырех вибраторов с улучшенной направленностью в меридиональной плоскости.

Рассмотренные антенны могут иметь вертикальное или горизонтальное расположение вибраторов. Учитывая поляризацию волн, надо соблюдать условие, чтобы вибраторы передающей и приемной антенн были параллельны друг другу. Для упрощения конструкции антенны в качестве зеркала часто применяют металлическую сетку, расположенную на расстоянии $\frac{\lambda}{4}$ от активных вибраторов. Зеркалом может служить также сплошной металлический лист, но сетка имеет меньший вес и на нее ветер оказывает меньшее давление.

Активные вибраторы в сложной антенне обычно питают с помощью разветвленной системы фидеров. На рис. 6-25 дано представление о схеме устройства сложной синфазной антенны с 16 вибраторами,

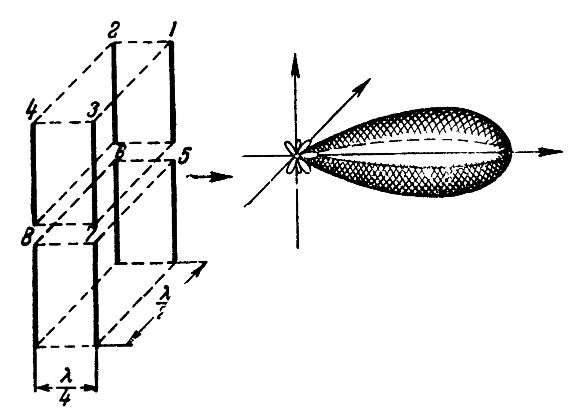


Рис. 6-24. Сложная антенна из восьми вибраторов и ее диаграмма направленности в пространстве.

расположенными горизонтально, и зеркалом в виде сетки. Для получения синфазной работы вибраторов каждый фидер, идущий от одной пары вибраторов к другой паре, перекрещивается. Это необходимо для компенсации сдвига фаз на 180°, получающегося вследствие расстояния в $\frac{\lambda}{2}$ между двумя соседними парами вибраторов.

Фидеры, распределяющие энергию в подобной антенне, работают в режиме смешанных волн, так как фидер подключается к двум синфазным вибраторам в пучностях напряжения, в которых входное сопротивление вибратора велико. Оно составляет тысячи ом, т. е. много больше волнового сопротивления фидера. Участки фидера *АБ* и *АВ* работают в лучшем режиме, так как для них нагрузочным сопротивлением является эквивалентное сопротивление нескольких пар вибраторов, соединенных параллельно. В точке *А* для главной фидерной линии нагрузочное сопротивление получается еще меньше. Когда антенна имеет большое число вибраторов, то ее входное сопротивление может быть сделано близким к волновому сопротивлению главного фидера. Если это не получается, то применяют те или иные согласующие устройства.

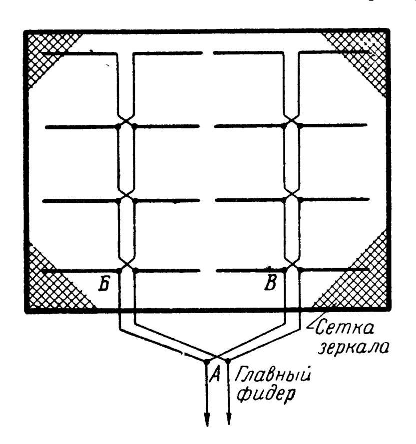


Рис. 6-25. Сложная синфазная антенна из 16 вибраторов с зеркалом (сетка зеркала полностью не показана).

Направленное действие антенн характеризуют *коэффициентом направленного действия* (к. н. д.), введенным А. А. Пистолькорсом в 1929 г. Он обозначается буквой D и показывает, во сколько раз нужно увеличить мощность излучения при переходе от направленной антенны к ненаправленной для сохранения неизменной напряженности поля в месте приема. При этом под ненаправленной антенной понимают некоторую воображаемую антенну, излучающую во все стороны одинаково. Практически такая антенна не существует. Даже полуволновый вибратор, у которого направленность наименьшая по сравнению с другими типами антенн, имеет $D = 1{,}64$. Значения к. н. д., конечно, всегда относятся к случаю, когда радиосвязь ведется в направлении главного максимума диаграммы направленности. У директорных антенн величина к. н. д. примерно равна числу директоров, умноженному на 5. Для сложных остронаправленных антенн к. н. д. может иметь значения до нескольких тысяч.

Если при помощи направленной антенны надо вести связь в различных направлениях, то антенну поворачивают. Поворотные механизмы управляются из помещения, в котором находится радиостанция.

6-6. ВЛИЯНИЕ ЗЕМЛИ НА ИЗЛУЧЕНИЕ И НАПРАВЛЕННЫЕ СВОЙСТВА АНТЕНН

Антенны обычно располагают вблизи поверхности земли или каких-либо массивных металлических предметов (корпус корабля, самолета, автомашины и т. п.). Эти проводящие поверхности отражают радиоволны. В окружающее пространство попадают не только волны непосредственно от антенны, но и волны, отраженные от поверхности

земли или другой проводящей поверхности, которую также для краткости называют землей. Отражение волн оказывает сильное влияние на направленные свойства антенн. При исследовании этого влияния землю приближенно считают идеальным проводником. Учет действительной проводимости земли весьма сложен. Заметим, что все характеристики направленности, приводившиеся ранее, не учитывали влияния земли.

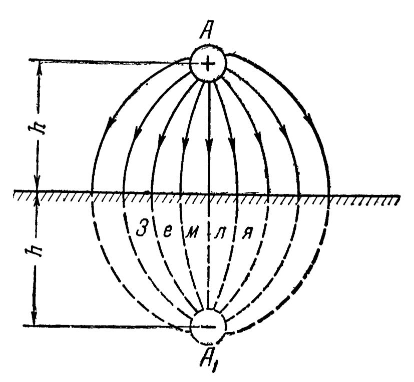


Рис. 6-26. Определение методом зеркальных изображений электрического поля между зарядом A и землей.

Наиболее просто влияние земли на излучение можно определить, пользуясь *методом зеркальных изображений*. Рассмотрим сущность этого метода.

На рис. 6-26 показано электрическое поле заряда A, находящегося на высоте h над землей. Поле это можно рассматривать как половину поля, образующегося между равными разноименными зарядами, расположенными на расстоянии $2h$ друг от друга. Заряд A_1 в этом случае называют «зеркальным изображением» заряда A. В действительности, конечно, заряд A_1 и нижняя половина поля не существуют. Однако для того, чтобы определить поле заряда A, очень удобно пользоваться методом зеркальных изображений. Для этого нужно заменить землю зеркальным изображением заряда A, т. е. зарядом A_1, и тогда ближайшая к заряду A половина поля, образованного между зарядами A и A_1, будет представлять собой действительное поле, существующее между зарядом A и землей.

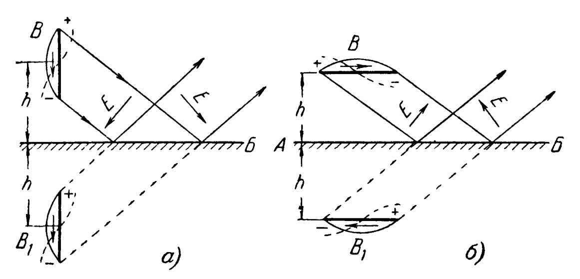


Рис. 6-27. Отражение волн от земли в случаях вертикального (*а*) и горизонтального (*б*) вибраторов.

Так как провод вибратора в каждой точке имеет некоторый заряд, то метод зеркальных изображений можно применить ко всем точкам вибратора. Тогда действие земли будет заменено действием некоторого фиктивного (воображаемого) вибратора, представляющего собой зеркальное изображение данного вибратора. Иначе говоря, если над поверхностью земли (рис. 6-27) находится излучатель (виб-

ратор B), то волны, отраженные от поверхности земли, можно считать идущими от излучателя B_1, расположенного по другую сторону отражающей поверхности $AБ$ на таком же расстоянии h от нее, на каком находится излучатель B. Этот излучатель B_1 представляет собой зеркальное изображение действительного излучателя B. Таким образом, совместное действие излучателя B и земли можно заменить действием системы двух излучателей B и B_1. Для решения вопроса о действии этих двух вибраторов необходимо знать фазу колебаний в вибраторе B_1.

На рис. 6-27 показаны два случая отражения волн от земли: для вертикального и горизонтального вибраторов. По методу зеркальных изображений в вибраторе B_1 получено распределение зарядов и соответственно этому показаны кривые распределения напряжения и тока.

Из приведенных рисунков ясно, что колебания в зеркальном изображении и в основном вибраторе совпадают по фазе для вертикального вибратора и, наоборот, противоположны по фазе для горизонтального вибратора. Таким образом, направленное действие вертикального вибратора, расположенного над землей, сводится к действию двух синфазных вибраторов. Например, если вибратор расположен непосредственно над землей (рис. 6-28, *а*), то диаграмма направленности в вертикальной плоскости представляет собой половину вытянутой восьмерки. Другая половина отсутствует, потому что в глубь земли, конечно, никакого излучения нет. В этом случае излучение в горизонтальном направлении увеличивается вдвое по сравнению с уединенным вибратором.

Рис. 6-28. Диаграммы направленности вертикального вибратора с учетом влияния земли.

Более сложная диаграмма направленности получается, если вибратор расположен на некоторой высоте над землей (рис. 6-28, *б*). Тогда максимум излучения в горизонтальном направлении остается, но появляется еще несколько максимумов излучения под некоторыми углами к горизонту. Между этими максимумами получаются нули излучения. Диаграмма направленности приобретает многолепестковый вид, что происходит по следующей причине.

При значительном расстоянии между вибраторами B и B_1 разность путей волн, идущих от них, для некоторых направлений составляет четное число полуволн (или целое число длин волн). Тогда волны идут, совпадая по фазе, т. е. складываются друг с другом и дают максимумы. По другим направлениям эта разность путей составляет нечетное число полуволн, вследствие чего создается сдвиг

фаз на 180° и получаются минимумы. Чем выше установлен вибратор B над землей, т. е. чем больше расстояние между B и B_1, тем больше получается таких максимумов и минимумов, и диаграмма направленности имеет больше лепестков. На рис. 6-28, *б* показан случай, когда высота расположения центра вибратора над землей h_c равна λ. Для вибратора, работающего на СВЧ, часто бывает, что $h_c \gg \lambda$, так как длина волны очень мала, и тогда диаграмма направленности имеет много лепестков (рис. 6-29). Направленность в горизонтальной плоскости у вертикального вибратора, расположенного над землей, отсутствует в силу симметрии.

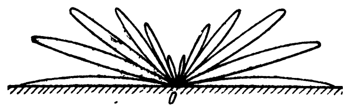


Рис. 6-29. Диаграмма направленности вертикального вибратора при $h_c \gg \lambda$.

Горизонтально расположенный вибратор имеет своим зеркальным изображением противофазный вибратор. Такая пара вибраторов дает нуль излучения в горизонтальном направлении. А в вертикальной плоскости получаются различные диаграммы направленности, которые имеют тем больше лепестков, чем больше высота подвеса вибратора h_c по сравнению с λ. В качестве примера на рис. 6-30 показаны диаграммы направленности для двух различных случаев. При $\lambda_c = \frac{\lambda}{4}$ (рис. 6-30, *а*) вибратор B находится на расстоянии $\frac{\lambda}{2}$ от своего зеркального изображения. Вследствие этого волны, идущие от вибраторов B и B_1 вертикально вверх, совпадают по фазе и складываются, т. е. в этом направлении получается максимум излучения. Иначе

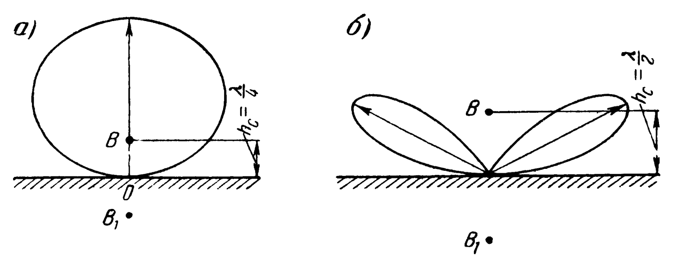


Рис. 6-30. Диаграммы направленности горизонтального вибратора с учетом влияния земли.

это можно объяснить тем, что земля играет роль зеркала, расположенного на расстоянии $\frac{\lambda}{4}$ от основного вибратора. Волна, идущая от вибратора B вниз к земле, дойдя до нее, отстает по фазе на 90°, затем при отражении изменяет свою фазу еще на 180° и на обратном пути еще отстает на 90°. В результате сдвиг фаз получается на 360° и потому отраженная волна и волна, идущая от B вверх, складываются.

При $h_c = \frac{\lambda}{2}$ (рис. 6-30, *б*) вибраторы B и B_1 оказываются на расстоянии λ друг от друга. Поэтому вертикально вверх излучение равно нулю и получаются два максимума излучения под углом 30° к горизонту. Если высота h_c значительно больше длины волны, то получается много лепестков.

Для сложных многовибраторных антенн влияние земли, рассмотренное для одного вибратора, остается в силе. Необходимо только учитывать направленное действие самой сложной антенны. Поэтому диаграмма направленности сложных антенн в вертикальной плоскости получается путем перемножения векторов диаграммы направленности самой антенны без учета влияния земли и диаграммы направленности с учетом земли одиночного вибратора. Этот вибратор следует считать расположенным так же, как вибраторы антенны (горизонтально или вертикально), на высоте h_c над землей, равной высоте центра сложной антенны.

В действительности земля не идеальный проводник. Поэтому отраженные от нее волны имеют уменьшенную амплитуду из-за некоторого поглощения в земле. Кроме того, при отражении получается некоторый дополнительный сдвиг фаз. В результате диаграммы направленности искажаются: в направлениях максимумов излучение несколько уменьшается, а в направлениях минимумов не получается нуль излучения Действительная многолепестковая диаграмма направленности приобретает расплывчатый вид, показанный на рис. 6-31. Так как расчеты диаграмм направленности с учетом электрических свойств отражающей поверхности весьма сложны, то большое значение имеет экспериментальное снятие диаграмм направленности для тех конкретных условий, в которых работает данная антенна Надо учитывать, что диаграмма направленности также искажается от влияния различных местных предметов. Например, если антенна установлена на самолете, то излучаемые ею волны отражаются от частей самолета и получаются значительные отклонения диаграммы направленности по сравнению с тем, что было бы при отражении от плоской поверхности.

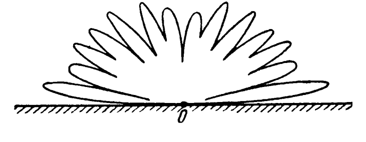


Рис. 6-31. Действительная диаграмма направленности с учетом неидеальной проводимости земли.

6-7. ДИФРАКЦИЯ РАДИОВОЛН

Сложные синфазные антенны с большим числом вибраторов обладают хорошей направленностью. У них угол, в пределах которого располагается главный лепесток диаграммы направленности, может быть уменьшен до нескольких градусов. Однако значительные недостатки подобных антенн заключаются в сложности их устройства и громоздкости, а также невозможности работы в диапазоне волн. Практически допустимо изменение рабочей волны не более чем на несколько процентов.

На дециметровых и сантиметровых волнах широко применяют более простые по устройству антенны, дающие также хорошую направленность. К ним относятся: *антенны с параболическими* и *уголковыми зеркалами, рупорные, диэлектрические, щелевые и некоторые другие*.

В этих антеннах большую роль играет явление *дифракции* радиоволн. Под дифракцией понимают способность волн искривлять свой путь и огибать препятствие. Иначе говоря, дифракционные явления представляют собой отклонения от прямолинейного распространения

волн из-за каких-либо препятствий. Такие явления наблюдаются у любых волн, в частности у звуковых и световых.

Дифракция волн наблюдается только тогда, когда размеры препятствий или отверстий в препятствиях не велики по сравнению с длиной волны, т. е. огибание предметов волнами получается только в случае, если длина волны одного порядка с размерами предмета или отверстия. Например, у световых лучей дифракционные явления наблюдаются, если размеры препятствий или отверстий составляют малые доли миллиметра.

Основные случаи дифракции — огибание препятствия волнами и прохождение волн через отверстие — показаны на рис. 6-32. На этом рисунке сплошными линиями показаны положения фронта волны, а штриховыми — лучи. Как видно, после препятствия или

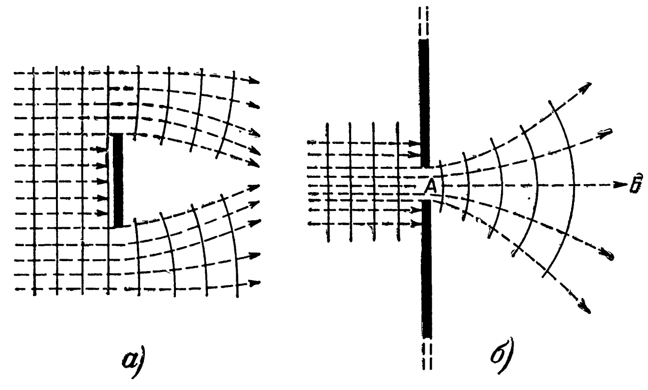


Рис. 6-32. Дифракция волн при наличии препятствия (*а*) и при прохождении волн через отверстие (*б*).

после отверстия фронт волны и лучи искривляются, т. е. нарушается прямолинейное распространение волн, характерное для однородной среды. Препятствие или экран с отверстием создает неоднородность на пути распространения волн и вследствие этого возникает дифракция.

Явление дифракции объясняется тем, что каждое колебание, создаваемое волной в какой-либо точке пространства, само служит вторичным источником (вторичным излучателем) волн, идущих от этой точки во все стороны. Например, все точки волны, выходящей из отверстия на рис. 6-32, *б*, являются такими вторичными излучателями Однако если колебания в этих точках совершаются синфазно, то их суммарное излучение направлено главным образом по прямой линии *АБ*, т. е. вперед, как у сложной антенны, состоящей из ряда синфазных вибраторов. По другим направлениям излучение будет слабее, так как происходит частичная взаимная компенсация волн отдельных излучателей за счет сдвига фаз от разницы в длине пути. Чем больше отклонение от направления *АБ*, тем меньше излучение. Таким образом, излучение через отверстие благодаря дифракции всегда создает некоторую диаграмму направленности с одним главным лепестком и дополнительными боковыми, размеры и число которых зависят от соотношения между размерами отверстия и длиной волны

6-8. АНТЕННЫ С ПАРАБОЛИЧЕСКИМИ И УГОЛКОВЫМИ ЗЕРКАЛАМИ

Известно, что расходящиеся световые лучи от точечного источника света, помещенного в фокусе вогнутого параболического зеркала, собираются таким зеркалом в пучок параллельных лучей. На этом основано действие прожектора или автомобильной фары. Аналогично работают и параболические зеркала для радиоволн, которые делаются либо из листового металла, либо из металлической сетки. Однако они не могут дать такую высокую направленность, какая получается для световых лучей. Размеры зеркал для световых лучей в огромное число раз больше длины световых волн. Поэтому явление дифракции у краев зеркала, т. е. огибание границ зеркала световыми волнами, практически не наблюдается. Отражение световых волн от параболического зеркала хорошо подчиняется законам геометрической оптики, основанной на том, что лучи света распространяются в однородной среде прямолинейно.

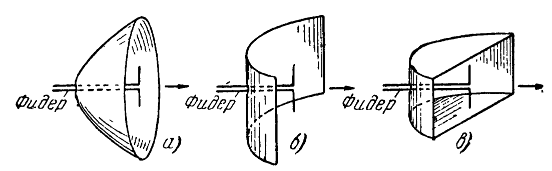


Рис. 6-33. Антенны с зеркалом в виде параболоида (*а*) и в виде параболического цилиндра (*б* и *в*).

Для радиоволн невозможно применять зеркала с линейными размерами, во много раз бо́льшими, чем длина волны. Практически размеры параболического зеркала лишь в несколько раз больше длины радиоволны. Благодаря этому у краев зеркала наблюдается в сильной степени явление дифракции. Лучи радиоволн огибают края зеркала и расходятся в стороны; поэтому не удается получить достаточно узкую диаграмму направленности. Чем больше соотношение между размерами зеркала и длиной волны, тем меньше влияние дифракции и тем лучше направленность. Таким образом, на более коротких волнах направленность улучшается. Ухудшение направленности на радиочастотах происходит еще и потому, что фокусом зеркала может быть только одна точка, а излучатель радиоволн, помещенный в фокус, имеет обычно значительные размеры.

Применяются два основных типа параболических зеркал: в виде *параболоида* и в виде *параболического цилиндра*. Зеркало в виде параболоида дает улучшение направленности во всех плоскостях, но сложно в изготовлении, так как поверхность зеркала не должна отклоняться от поверхности правильного параболоида больше, чем на $^1/_{20}$ λ. Антенны с зеркалом в виде параболоида дают при достаточных его размерах очень хорошую направленность. Например, если диаметр параболоида d равен 30 λ, то угол раствора главного лепестка диаграммы направленности имеет всего лишь 2—3°. Коэффициент направленного действия получается весьма высоким. Приближенно его рассчитывают по формуле

$$D = 10\left(\frac{d}{\lambda}\right)^2 .$$

Для случая, когда $d = 30\lambda$, получаем $D = 10 \cdot 30^2 = 9\,000$.

Гораздо проще по устройству зеркало в виде параболического цилиндра (рис. 6-33, *б*), но оно дает недостаточную направленность в меридиональной плоскости. Для улучшения этой направленности применяют несколько синфазных вибраторов, вытянутых в одну линию, с длинным зеркалом. Иногда для устранения излучения в стороны параболический цилиндр снабжают крышками (рис. 6-33, *в*).

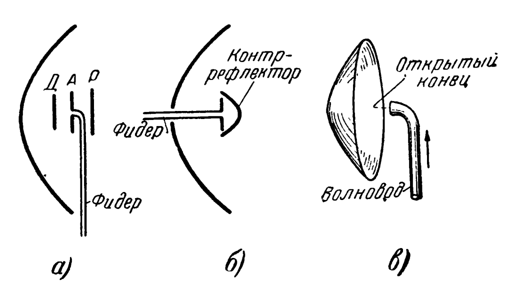


Рис. 6-34. Антенны с параболическим зеркалом и дополнительными направляющими устройствами.

В качестве излучателя в фокусе зеркала в простейшем случае помещают один вибратор. Фидер к нему идет часто сквозь отверстие в зеркале. Чтобы по возможности направить все излучение на зеркало, часто к активному вибратору добавляют вибратор-рефлектор, а иногда еще и директор (рис. 6-34, *а*). Другой способ направления энергии на зеркало состоит в применении дополнительного небольшого плоского или параболического, или сферического зеркала, называемого контррефлектором (рис. 6-34, *б*). На сантиметровых волнах в фокусе зеркала можно расположить отверстие волновода, соединенного с передатчиком (рис. 6-34, *в*).

Самый простой по конструкции — *уголковый отражатель* из двух металлических листов, расположенных под углом порядка 60—90° (рис. 6-35). Вибратор обычно располагают на расстоянии $\frac{\lambda}{2}$ от линии соединения листов. Такой отражатель улучшает направленность главным образом только в экваториальной плоскости.

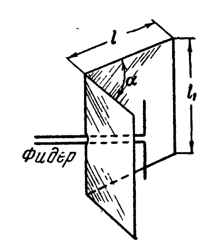


Рис. 6-35. Антенна с уголковым отражателем.

Антенна в виде вибратора с уголковым отражателем нередко применяется любителями для диапазона 420—435 *Мгц* и дает хорошую направленность. Вместо сплошных металлических листов для отражателей часто применяют сетку из проводов. Угол α обычно бывает 60°, а размеры l и l_1 могут быть порядка длины волны, однако они не критичны. Входное сопротивление антенны при указанных размерах получается около 60 *ом*. При уменьшении угла α направленное действие усиливается, но уменьшается входное сопротивление. Последнее можно увеличить, удаляя вибратор от линии соединения плоскостей отражателя, но тогда для сохранения направленности придется увеличивать размер l.

6-9. РУПОРНЫЕ АНТЕННЫ

Если электромагнитные волны возбуждаются в волноводе с открытым концом, то через его отверстие волны излучаются в пространство. Однако излучение не будет достаточно эффективным, так как значительная часть волн на конце волновода отражается. Это объясняется тем, что при переходе от волновода к открытому пространству получается резкое изменение условий распространения волн, а в этом

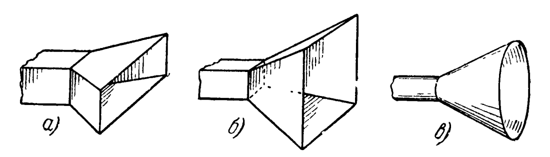


Рис. 6-36. Антенны-рупоры.
а — секториальный; *б* — пирамидальный; *в* — конический.

случае всегда возникает отражение. Иначе можно сказать, что волновые сопротивления волновода и открытого пространства неодинаковы. Чтобы не было отражения на конце волновода, необходимо согласовать волновод с открытым пространством. Для этой цели служит рупор, который, кроме того, создает некоторую направленность излучения.

На рис. 6-36 показано несколько различных типов рупорных антенн. *Секториальный рупор* (рис. 6-36, *а*) имеет расширение только в одной плоскости. Расширение в двух плоскостях характерно для *пирамидального рупора* (рис. 6-36, *б*). Эти рупоры служат продолжением прямоугольного волновода. При круглом волноводе применяется *конический рупор* (рис. 6-36, *в*).

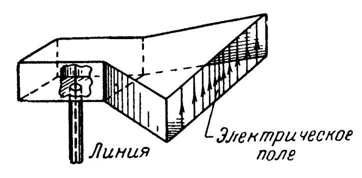


Рис. 6-37. Возбуждение рупора от коаксиальной линии.

Рассмотрим действие рупорной антенны на примере секториального рупора, который наиболее прост по устройству и применяется весьма часто. Рупорная антенна напоминает акустический рупор. Однако последний обычно работает в широком диапазоне частот, причем для многих звуков размеры рупора меньше длины волны. В случае радиоволн, наоборот, размеры рупора всегда больше длины волны. Это вытекает из того, что для волновода, питающего рупор, и для самого рупора имеется некоторая критическая длина волны $\lambda_{кр}$. Рабочие волны должны быть короче $\lambda_{кр}$.

Возбуждение в рупоре обычно применяемой волны типа H_{01} осуществляется либо волноводом (рис. 6-36), либо с помощью коаксиальной линии, заканчивающейся штырем, находящимся в горловине рупора (рис. 6-37). Для получения режима бегущей волны в коаксиальной линии применяют согласующие устройства, например шлейфы.

В плоскости отверстия рупора, которую принято называть *раскрывом* рупора, электрическое поле волны H_{01} имеет вид, показан-

ный на рис. 6-37. Это поле можно считать вторичным излучателем, эквивалентным ряду синфазных вертикальных вибраторов. Такой ряд вибраторов дает хорошую направленность в экваториальной плоскости (в данном случае в горизонтальной). В действительности колебания в отдельных точках раскрыва рупора не вполне синфазны, так как длина пути от горловины рупора до этих точек различна. Вследствие такой несинфазности направленное действие ухудшается

Исследования показали, что для наилучшей направленности при данной длине рупора существует наивыгоднейший угол его раствора (обычно от 40 до 60°). Он уменьшается с увеличением длины рупора, и при этом сжимается главный лепесток диаграммы направленности. Например, для рупора, имеющего длину 10 λ и наивыгоднейший угол раствора 30°, у диаграммы направленности угол раствора главного лепестка получается порядка 50°. А при длине рупора 50 λ наивыгоднейший угол его раствора имеет значение 15°, и угол раствора главного лепестка уменьшается до 23°. Однако устройство рупоров большой длины неудобно. Поэтому для большего направленного действия иногда применяют несколько синфазных рупоров, поставленных в ряд. Тогда диаграмма направленности в плоскости, проходящей через оси рупоров, значительно улучшается.

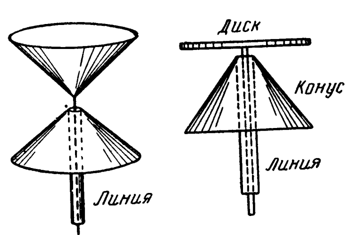


Рис. 6-38. Двухконусная (биконическая) и дископонусная антенны.

Большое преимущество рупорной антенны состоит в ее диапазонности. Практически возможна работа в довольно широком диапазоне частот без каких-либо изменений в самой антенне. Но, к сожалению, при этом необходимы изменения настройки элементов согласующих устройств линий, питающих антенну. Диаграммы направленности рупорных антенн обычно имеют слабо выраженные побочные лепестки. К достоинствам рупорных антенн относится и почти полное отсутствие взаимного влияния их друг на друга, если они поставлены рядом.

Оригинальные варианты рупорной антенны представляют собой *двухконусная (биконическая)* и *дископонусная* антенны, возбуждаемые коаксиальной линией (рис. 6-38). Они применяются в случае, когда не должно быть направленности в горизонтальной плоскости.

Дископонусная или двухконусная антенна иногда применяется любителями для диапазона 420—435 *Мгц*. Высота конусов берется не менее длины волны, а их диаметр должен быть порядка (1,5 ÷ 2) λ К достоинству этих антенн относится возможность их работы в широком диапазоне волн. Входное сопротивление таких антенн получается порядка 60—70 *ом*.

Для рупорной антенны наибольшее возможное значение коэффициента направленного действия рассчитывается по формуле

$$D \doteq 4\pi \frac{S}{\lambda^2},$$

где S — площадь раскрыва рупора.

6-10. ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АНТЕННЫ

Значительный интерес представляют *диэлектрические антенны*, применяемые главным образом на сантиметровых волнах. Принцип их устройства показан на рис. 6-39, *а*. Диэлектрический стержень с постепенно уменьшающимся диаметром имеет на тонком конце плавное закругление, а другой его конец вставлен в металлический стакан, служащий отражателем. В этот стакан входит штырек коаксиальной линии, подводящей энергию к антенне.

Подобная антенна по существу представляет собой диэлектрический волновод. Материал, из которого сделана антенна (полистирол, тролитул или другой диэлектрик), имеет диэлектрическую проницаемость, значительно бо́льшую, чем у воздуха, и создает сравнительно малые потери энергии на СВЧ. Электромагнитные волны, возбужденные в диэлектрике, двигаясь внутри стержня, отражаются от его поверхности (рис. 6-39, *б*) и совершают путь в виде ломаной линии, как в обычных волноводах. У поверхности антенны происходит явление, напоминающее полное внутреннее отражение, известное

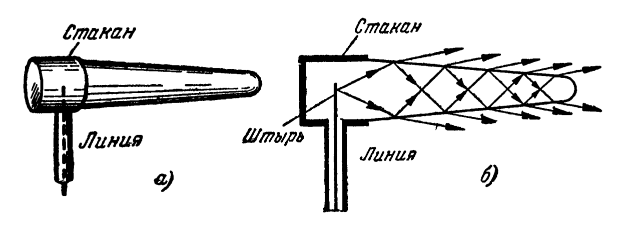


Рис. 6-39. Принцип устройства и работы диэлектрической антенны.

из оптики. Частично волны преломляются на границе раздела между твердым диэлектриком и воздухом и преломленные лучи выходят в окружающее пространство под таким углом, что диаграмма направленности получается сжатой. Излучение происходит также через закругленный конец антенны. Постепенное сужение диэлектрического стержня необходимо для лучшего согласования антенны с открытым пространством подобно тому, как в рупорной антенне для той же цели сделано постепенное расширение рупора.

Диэлектрические антенны допускают изменение рабочей волны примерно в 2—3 раза (диапазонные), но не могут работать на волнах длиннее некоторой критической длины волны. Затруднения в применении этих антенн в диапазоне волн возникают из-за трудностей выполнения согласующих элементов, которые надо настраивать при изменении волны.

Размеры диэлектрических антенн обычно невелики: диаметр $(0{,}5 \div 1)\,\lambda$ и длина — $(3 \div 10)\,\lambda$. Такие небольшие размеры — существенное достоинство диэлектрической антенны. Угол раствора главного лепестка характеристики направленности может быть порядка 50—30° и меньше. Для улучшения направленности в какой-либо плоскости, например в горизонтальной, в этой плоскости располагают несколько диэлектрических антенн (2—4) в ряд. Тогда угол раствора главного лепестка получается порядка 10° и меньше.

6-11. ЩЕЛЕВЫЕ АНТЕННЫ

Идея устройства *щелевых* антенн, называемых иначе *дифракционными,* была впервые выдвинута М. С. Нейманом в 1940 г.

Если в металлической стенке сделать щель той или иной формы и создать в этой щели переменное электрическое поле, то из нее будут излучаться электромагнитные волны. Обычно щелевые антенны делают в стенке объемного резонатора или волновода. Сопротивление излучения и диаграмма направленности щелевой антенны зависят от формы щели и закона распределения электрического поля в ней. Антенны в виде одиночной щели обладают слабой направленностью подобно одиночному вибратору. Для получения более острой направленности применяют несколько щелей, работающих синфазно или с некоторым определенным сдвигом фаз.

Большое преимущество щелевых антенн состоит в том, что они не имеют выступающих частей. Например, такие антенны, устроенные на поверхности корпуса самолета, не создают добавочного сопротивления воздуху, что очень важно. Сама полость щели может быть при этом заполнена диэлектриком, создающим малые потери энергии (например, полистиролом).

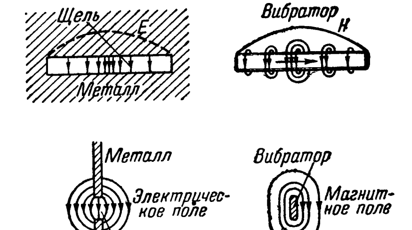


Рис. 6-40. Щелевая антенна и соответствующий ей обычный вибратор.

Из теории щелевых антенн следует, что каждой щелевой антенне определенной формы всегда соответствует некоторая обычная антенна, состоящая из металлических проводов, вокруг которой распределение магнитного поля аналогично распределению электрического поля у щелевой антенны. На основании этого принципа, установленного А. А. Пистолькорсом и названного *принципом двойственности,* к щелевым антеннам можно применить многие выводы, установленные в теории обычных антенн. Нужно только иметь в виду, что электрическое и магнитное поля меняются местами и, следовательно, плоскость поляризации волн, излучаемых щелевой антенной, повернута на 90° относительно плоскости поляризации волн обычной антенны.

На рис. 6-40 показаны соответствующие друг другу щелевая антенна в виде узкой щели длиной в полволны, сделанная в металлическом экране очень больших размеров, и обычный полуволновый вибратор, сделанный из металлической ленты. Так как окружающее вибратор воздушное пространство (диэлектрик) велико, то для соответствия антенн друг другу металлический экран, в котором сделана щель, также должен иметь большие размеры.

Как видно из рисунка, распределение электрического поля вдоль щели и около нее соответствует распределению магнитного поля вдоль вибратора. Диаграммы направленности этих антенн также соответствуют друг другу. Для щелевой антенны данного типа в экваториальной плоскости, т. е. в плоскости, в которой лежат электрические силовые линии, диаграмма направленности представляет собой окружность так же, как и аналогичная диаграмма направленности у виб-

ратора. Только у последнего в этой плоскости лежат не электрические, а магнитные силовые линии. В меридиональной плоскости диаграммой направленности будет восьмерка (рис. 6-41).

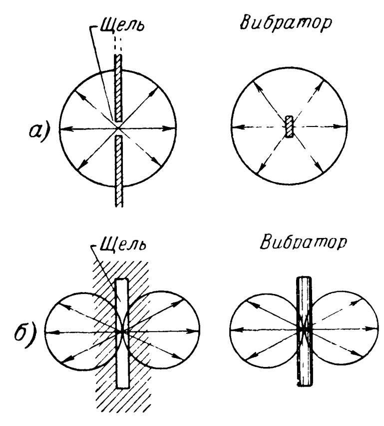


Рис. 6-41. Диаграммы направленности щелевой антенны и обычного вибратора в экваториальной (*а*) и меридиональной (*б*) плоскостях.

Практически щелевые антенны излучают волны только во внешнюю полусферу, так как с другой стороны щели имеется замкнутая полость, например объемный резонатор. Следовательно, у показанной диаграммы фактически существует только одна половина.

В качестве второго примера на рис. 6-42 приведены кольцевая щелевая антенна и соответствующая ей рамочная антенна в виде витка проволоки. Если размеры этих антенн незначительны по сравнению с длиной волны, то вдоль кольцевой щели равномерно распределено электрическое поле, а вдоль витка — магнитное поле. Диаграмма направленности рамочной антенны в любой плоскости, проходящей через ось витка, представляет собой восьмерку (рис. 6-43, *а*). Такая же диаграмма получается и у кольцевой щелевой антенны, причем практически она существует только для внешней полусферы (рис. 6-43, *б*).

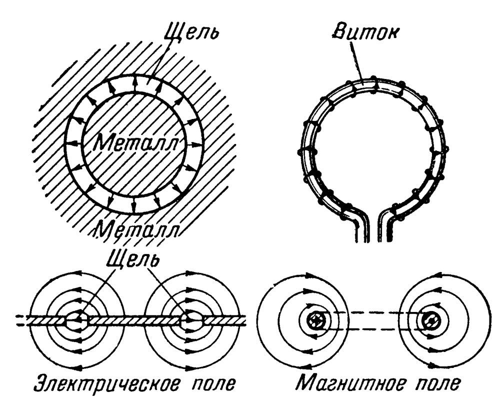


Рис. 6-42. Кольцевая щелевая антенна и соответствующая ей рамочная одновитковая антенна

Важный вопрос — устройство питания щелевых антенн. В простейшем случае (рис. 6-44, *а*) в пучности напряжения щели подключают симметричную или коаксиальную линию или щель питают от волновода (рис. 6-44, *б*). Нередко щель делают в стенке объемного

резонатора, при этом форму и размеры щели и самого резонатора подбирают так, чтобы получились необходимые согласование и направленность. Подобные конструкции могут дать хорошую работу щелевой антенны в довольно широком диапазоне волн.

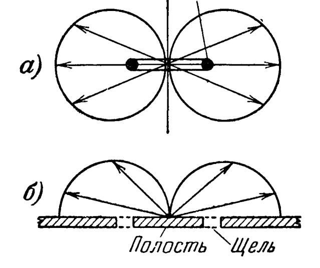


Рис. 6-43. Диаграммы направленности витка (*а*) и щелевой антенны (*б*).

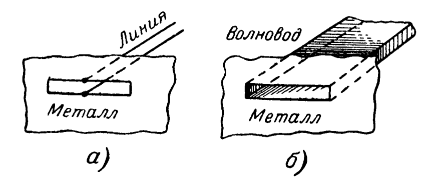


Рис. 6-44. Питание щелевой антенны от линии (*а*) и от волновода (*б*).

Встречаются также антенны в виде щелей в боковых стенках волновода или коаксиальной линии, причем для лучшего согласования внутрь волновода или линии около щели помещают какие-либо согласующие устройства.

6-12. РАСПРОСТРАНЕНИЕ ДЕЦИМЕТРОВЫХ И САНТИМЕТРОВЫХ ВОЛН

При связи на небольших расстояниях вдоль поверхности земли используется особенность прямолинейного распространения дециметровых и сантиметровых волн, и поэтому в большинстве случаев связь проводится в пределах прямой видимости. Предположим, что антенна передатчика расположена на высоте h_1 над поверхностью

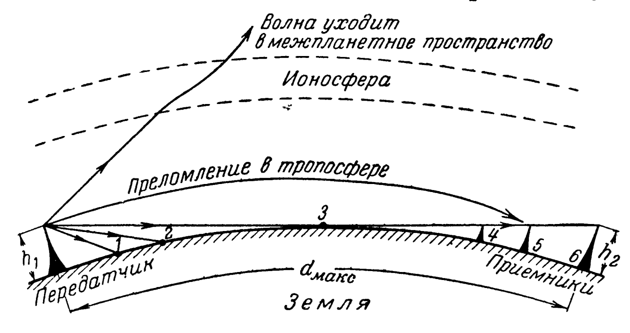


Рис. 6-45. Пути волн СВЧ в атмосфере.

земли, а антенна приемника не поднята над землей. Если считать, что волны СВЧ совершенно не огибают кривизну земли, то наиболее удаленной точкой, в которой возможен прием сигналов передатчика, будет точка *3*, лежащая на горизонте (рис. 6-45). Прием в точках *1* и *2*, расположенных ближе, также возможен без подъема на высоту приемной антенны. Для точек, расположенных за горизонтом (например,

4, 5, 6), необходимо приемную антенну поднимать. Чем более удален приемник за линией горизонта, тем больше должна быть высота приемной антенны h_2.

Нормально связь возможна на расстоянии $d_{макс}$, которое представляет собой наибольшее расстояние прямой видимости и определяется по формуле

$$d_{макс} = 3{,}6\left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}\right),$$

где h_1 и h_2 выражены в *м*, а $d_{макс}$ — в *км*.

Например, если $h_1 = 36$ *м* и $h_2 = 16$ *м*, то

$$d_{макс} = 3{,}6\left(\sqrt{36} + \sqrt{16}\right) = 36 \text{ км}.$$

Практически дальность связи получается больше вследствие некоторого искривления пути волн от их преломления в нижних слоях атмосферы и огибания кривизны земли. Поэтому постоянный коэффициент 3,6 в формуле несколько увеличивается, примерно до 4—4,5. Приведенная формула не учитывает влияния неровностей земной поверхности и различных местных предметов, мешающих распространению волн. Не следует пользоваться этой формулой для малых значений h_1 и h_2, а также в случае распространения волн в городских условиях или в условиях сильно пересеченной местности (в горах).

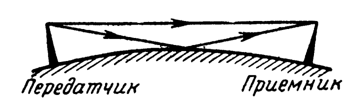


Рис. 6-46. Отражение волн от земной поверхности.

Пространственные волны СВЧ, как правило, не отражаются от ионосферы. На рис. 6-45 показано, что пространственная волна, излучаемая антенной передатчика под углом к горизонту, несколько преломляется в ионосфере, но не возвращается на земную поверхность, а уходит в межпланетное пространство. Отсюда следует, что волны СВЧ могут быть использованы для космической радиосвязи на сверхдальних расстояниях.

В случаях связи на расстояниях d, меньших, чем максимальная дальность прямой видимости $d_{макс}$, в приемную антенну попадает не только волна, распространяющаяся над земной поверхностью, но и волна, отраженная от поверхности земли (рис. 6-46). В приемной антенне происходит сложение колебаний, созданных прямой и отраженной волнами. Фазы этих колебаний различны. Отраженная волна проходит более длинный путь и поэтому отстает по фазе. Кроме того, при отражении от земли она изменяет свою фазу на обратную.

Для расчета действующего значения напряженности поля для данного случая акад. Б. А. Введенский дал следующую формулу:

$$E = \frac{2{,}2h_1h_2}{\lambda d^2}\sqrt{P_{изл}D},$$

где E выражено в *мв/м*, h_1, h_2 и λ — в *м*, d — в *км*, $P_{изл}$ — мощность излучаемых волн в *квт* и D — коэффициент направленного действия антенны. Эта формула, известная под названием «отражательной», справедлива при условии, что d много больше, чем h_1 и h_2, но меньше, чем $d_{макс}$. Кроме того, ею можно пользоваться только при $h_1 > 0$ и $h_2 > 0$.

В качестве примера найдем напряженность поля, получаемую от антенны в виде обычного вибратора ($D = 1{,}64$) в случае, когда $h_1 = 36$ *м*, $h_2 = 16$ *м*, $\lambda = 0{,}4$ *м*, $d = 10$ *км*, $P_{изл} = 9$ *вт*. Выше для данного случая было определено $d_{макс} = 36$ *км*. Так как $d = 10$ *км* $< d_{макс}$, то можно вести расчет по формуле Введенского

$$E = \frac{2{,}2 \cdot 36 \cdot 16}{0{,}4 \cdot 10^2} \sqrt{9 \cdot 10^{-3} \cdot 1{,}64} \approx 3{,}9 \ мв/м.$$

Действительные значения напряженности поля в месте приема получаются всегда меньше, чем рассчитанные по формуле Введенского, вследствие поглощения энергии волн в атмосфере. Кроме того, отражение дециметровых и сантиметровых волн от поверхности земли зависит от состояния этой поверхности. Различные неровности на ней, растительность, влажность почвы и другие факторы сильно влияют на отражение и для их учета приходится вводить в формулу Введенского специальные поправочные коэффициенты.

Горы, холмы, леса, здания создают отражение волн СВЧ и поглощение их энергии. При таких отражениях в случае связи на небольших расстояниях (порядка нескольких километров) с применением невысоких антенн электромагнитное поле в месте приема представляет собой результат сложения полей нескольких волн, пришедших от передатчика различными путями и поэтому имеющих различные фазы. Вследствие этого в одних местах суммарное поле получается усиленным, а в других — ослабленным. Иногда в некоторых местах поле может быть настолько слабым, что прием совершенно отсутствует.

Эти особенности распространения волн СВЧ следует учитывать при проведении связи на пересеченной местности с передвижными или переносными радиостанциями. В этом случае иногда наблюдается пропадание связи, но при перемене местоположения одной из радиостанций связь восстанавливается. С другой стороны, распространение волн СВЧ с отражением их от различных предметов может в некоторых случаях способствовать связи при отсутствии прямой видимости.

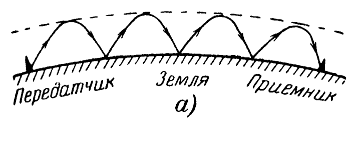
Поглощение волн СВЧ в лесных массивах или городских зданиях обычно значительно уменьшает дальность связи. Поэтому для связи в городе или в лесу приходится поднимать высоко антенны.

Важны следующие преимущества связи на СВЧ: сравнительно малый уровень атмосферных помех, почти полное отсутствие помех от удаленных станций, малая зависимость связи от времени суток и времени года.

Как известно, замирание сигналов на средних и особенно на коротких волнах проявляется весьма сильно. Замирание получается от сложения в месте приема двух отраженных ионосферой лучей, пришедших путями различной длины, или от сложения земного и отраженного лучей. На СВЧ обычно нет отраженных ионосферой лучей и поэтому замирание, как правило, не наблюдается. По той же причине связь на СВЧ почти не зависит от изменения состояния ионосферы в разное время суток или года. Все это относится к связи на небольших расстояниях с помощью прямого луча.

Благодаря применению направленных антенн, увеличению мощности передатчиков и повышению чувствительности приемников

стала возможна дальняя связь на дециметровых и сантиметровых волнах. Такая связь часто наблюдается на расстояниях в сотни и тысячи километров, во много раз превышающих расстояние прямой видимости. Однако подобная связь обычно сопровождается некоторыми замираниями и сильно зависит от погоды. В этом случае используются лучи, огибающие кривизну земного шара, главным образом вследствие преломления в нижних слоях атмосферы и отчасти за счет дифракции. Преломление (или рефракция) волн в нижних слоях атмосферы, т. е. в тропосфере, объясняется тем, что в разных частях воздух имеет различные плотность, влажность и температуру, а поэтому изменяется также и его диэлектрическая проницаемость. Вследствие постоянных изменений состояния воздуха вблизи поверхности земли рефракция волн в тропосфере все время меняется.



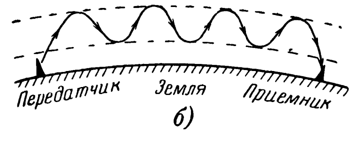


Рис. 6-47. Пути волн в атмосферных волноводах.

Иногда наблюдается распространение дециметровых и сантиметровых волн на дальние расстояния в *атмосферных волноводах*, т.е. слоях тропосферы, в которых возникло более сильное переломление радиоволн. Такие волноводы образуются либо непосредственно около поверхности земли, либо на некоторой высоте над землей. Пути радиоволн для этих случаев показаны на рис. 6-47. В приземном волноводе (рис. 6-47, *а*) волна многократно отражается от земли. Атмосферные волноводы (рис. 6—47, *б*) обычно имеют ширину порядка десятков или сотен метров. Для них характерна некоторая критическая длина волны. Поэтому более длинные волны (метровые или короткие) не распространяются таким способом. Подобные волноводы возникают в атмосфере сравнительно редко и не могут быть использованы для регулярной связи.

Дальнее распространение волн СВЧ бывает благодаря рассеянному отражению этих волн от неоднородностей тропосферы. Эти неоднородности создаются вследствие изменения температуры, влажности и давления. Конечно, при подобном отражении в приемную антенну попадают волны с очень малой энергией. Но при достаточной мощности передатчиков, высокой чувствительности приемников и применении направленных антенн с помощью тропосферного рассеяния возможно вести регулярную надежную связь на расстояниях в сотни километров.

Следует еще отметить поглощение сантиметровых волн в атмосфере. Так, например, волна длиной 1,25 *см* поглощается водяными парами. Значительно поглощают волны дождь, туман и снег. Чем короче волна, тем сильнее поглощение. Практически такое поглощение нужно учитывать только для волн короче 5 *см*.

Цена 42 коп.